UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

UTILIZAÇÃO CONJUNTA DE EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA E CÓDIGOS CORRETORES DE ERRO EM PROCESSAMENTO ESPACIAL E TEMPORAL

Autor
Cristiano Magalhães Panazio

Orientador
João Marcos Travassos Romano

Banca Examinadora:

Prof. Dr. João Marcos Travassos Romano (FEEC/UNICAMP)
Prof. Dr. Francisco Rodrigo Porto Cavalcanti (DETI/UFC)
Prof. Dr. Dalton Soares Arantes (FEEC/UNICAMP)
Prof. Dr. Reginaldo Palazzo Júnior (FEEC/UNICAMP)

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

Campinas, Dezembro de 2001

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

P191u

Panazio, Cristiano Magalhães
Utilização conjunta de equalização adaptativa e códigos corretores de erro em processamento espacial e temporal / Cristiano Magalhães Panazio.--Campinas, SP: [s.n.], 2001.

Orientador: João Marcos Travassos Romano.
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Códigos de controle de erros (Teoria da informação). 2. Processamento de sinal adaptativo. I. Romano, Joao Marcos Travassos. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Resumo

Este trabalho trata da utilização conjunta de equalização adaptativa e códigos corretores de erro. Primeiramente, mostramos algumas técnicas representativas da utilização conjunta de equalização adaptativa e códigos corretores de erro. Em seguida, utilizando modulação codificada por treliça (TCM), avaliamos por meio de simulações e superfícies de erro a convergência do filtro linear transversal adaptado pelo algoritmo *least mean square* (LMS) no modo de decisão direta (DD) e auxiliado pelo decodificador TCM. Após isso, avaliamos a convergência no modo autodidata de algumas técnicas que utilizam o equalizador com decisão realimentada (DFE) em conjunto com o decodificador TCM, utilizando o LMS-DD e o algoritmo do módulo constante (CMA). Apresentamos também duas técnicas de processamento espaço-temporal e avaliamos suas características para diversos parâmetros do canal espaço-temporal. Finalmente, aplicamos técnicas conjuntas de equalização e decodificação de erro em estruturas espaço-temporais que possuem o DFE, avaliando os efeitos sobre as taxas de erro de pacote e de bit.

Abstract

This work deals with the joint use of adaptive equalization and forward error correction codes. Firstly, we show some representative techniques of joint adaptive equalization and error correction codes. Secondly, we analyze through simulations and error surfaces the blind convergence of a linear transversal filter adapted by the least mean square (LMS) algorithm using the decision-directed (DD) mode, aided by a trellis coded modulation (TCM) decoder. Besides, we analyze also the blind convergence of the DFE aided by a TCM decoder and adapted by the LMS-DD and CMA. We present two space-time signal processing techniques and we investigate their characteristics for many parameters of the mobile radio channel. Finally, we apply joint techniques in space-time structures which use the DFE, in order to obtain the effects over bit and packet error rates.

“We seek meaning, even in random numbers"

Carl Sagan

Aos meus queridos pais,

Jorge e Sonia

Agradecimentos

Talvez, tão difícil quanto fazer esta dissertação é encontrar as palavras certas para agradecer a todos que tornaram mais simples e/ou mais produtiva a realização desta dissertação. Espero que nesses agradecimentos eu possa retribuir, ao menos, um pouco da atenção que me foi dada.

Ao meu orientador João Marcos Travassos Romano por seu apoio, paciência, sugestões, amizade e orientação segura desde os tempos de iniciação científica no começo da graduação.

Aos meus pais, Jorge e Sonia, e minha irmã, Georgiana, pelo amor e carinho. Eles souberam me incentivar bastante neste trabalho, mesmo estando à distância. Com certeza, aqui faltam palavras para expressar o meu agradecimento.

A minha querida Aline por todo carinho, paciência, ajuda e discussões técnicas que elevaram o nível deste trabalho.

Aos meus amigos Danilo e Romis, com os quais começei essa jornada desde os tempos de iniciação científica e com os quais aprendi muito.

Aos meus amigos do DSPCom pelo incentivo e sugestões.

Aos meus amigos da turma EE95 que mesmo a distância, souberam me incentivar.

Aos meus amigos pela amizade e pelo incentivo.

Ao professor Francisco Rodrigo P. Cavalcanti que muito me ajudou na minha formação na área de processamento de sinais e a quem eu posso certamente chamar de amigo.

Aos professores Dalton Soares Arantes, Jaime Portugheis e Reginaldo Palazzo Júnior pelas valiosas contribuições.

A Eloisa por toda sua ajuda imprescindível na solução de problemas de ordem prática.

A Celi, Lúcia, Mazé e Noêmia pela apoio dado no decorrer desta dissertação.

Ao contribuinte brasileiro, a CAPES, a Ericsson e principalmente a FAPESP.

A todos, a minha gratidão e muito obrigado.

Abreviações

AE:	Arranjo de antenas seguido de um DFE
ARQ:	Pedido automático de retransmissão (*Automatic Repeat reQuest*)
AWGN:	Ruído aditivo Gaussiano branco (*Additive White Gaussian Noise*)
BER:	Taxa de erro de bit (B*it Error Rate)*
SIR:	Relação potência do sinal *versus* potência do interferente (*Signal-Interference-Ratio*)
CCI:	Interferência co-canal (*Co-Channel Interference)*
CDVCC:	Código digital de verificação colorido (C*oded Digital-Verification Color-Code*)
CMA:	Algoritmo do módulo constante (C*onstant Modulus Algorithm)*
D-ST:	Espaço-temporal desacoplada (*Decoupled Space-Time)*
DD:	Decisão direta (*Decision-Directed*)
DDFSE:	*Delayed Decision-Feedback Sequence Estimator*
DFE:	Equalizador com decisão realimentada (D*ecision-Feedback Equalizer*)
DOA:	Direção de chegada (D*irection Of Arrival*)
DQPSK:	*Differential Quadrature Phase Shift Keying*
E_b/N_o:	Razão energia de bit sobre energia do ruído
FBF:	Filtro de realimentação (*FeedBack Filter*)
FEC:	Correção de error no receptor (*Forward Error Correction*)
FIR:	Resposta finita ao impulso (*Finite Impulse Response*)
FFF:	Filtro de alimentação (*FeedForward Filter*)
FS:	Espaçado fracionariamente (*Fractionally Spaced*)
GSM:	Global System for Mobile communications
HT	*Hilly Terrain*
IIR:	Resposta infinita ao impulso (*Infinite Impulse Response*)
IIS:	Interferência intersimbólica (*InterSymbolic Interference*)

LE:	Equalizador Linear (*Linear Equalizer*)
LMS:	Algoritmo *Least Mean Square*
MAP	*Maximum a Posteriori*
MLSE:	Estimador de seqüência de máxima verossimilhança (*Maximum Likelihood Sequence Estimator*)
MMSE:	Erro quadrático médio mínimo (*Minimum Mean Square Error*)
PAM:	*Pulse Amplitude Modulation*
PSK:	*Phase Shift Keying*
QAM:	*Quadrature Amplitude Modulation*
QPSK:	*Quadrature Phase Shift Keying*
RLS:	Algoritmo *Recursive Least Squares*
SIMO:	*Single-Input Multiple-Output*
SS:	Espaçado de símbolo (*Symbol Spaced*)
ST:	Espaço-temporal (S*pace-Time*)
SU:	*Single User*
TCM:	Modulação codificada por treliça (*Trellis Coded Modulation*)
TDMA:	*Time-Division Multiple-Access*
TU	*Typical Urban*
ZF:	*Zero-Forcing*

Índice

Capítulo 1

Introdução

Talvez a comunicação seja um dos principais aspectos que torna o ser humano tão especial. A importância da comunicação sempre teve papel fundamental para o convívio social da nossa espécie. A comunicação permite exprimir nossas idéias, emoções e sentimentos.

Contudo, nem sempre o ser humano com o qual queremos nos comunicar está ao alcance da nossa voz. Nesse caso, temos que empregar técnicas que permitam a comunicação à distância. Os povos antigos usavam sinais de fumaça, de luz ou tambores para transmitir uma mensagem. Depois, com os romanos, veio o advento do correio e, por muito tempo, este foi o meio mais utilizado pelas pessoas para se comunicar a longa distância.

O tempo passou e o ser humano veio a conhecer os princípios da teoria eletromagnética através de Hertz e Maxwell. A partir daí, foi possível o advento de técnicas que permitiram uma grande ampliação dos meios de comunicação e, sobretudo, da velocidade com que agora é possível transmitir as mensagens. Alguns exemplo de técnicas são o telégrafo, o rádio e o telefone. Tais técnicas tiveram profundo impacto na nossa sociedade.

Na tentativa do aperfeiçoamento de tais técnicas, uma série de problemas foi levantada. Muito tempo de pesquisa foi dedicado e trabalhos como os de Nyquist, Wiener e Shannon abriram toda uma nova fronteira para os sistemas de comunicação. Ainda, o advento do transistor e do computador possibilitaram a implementação de sistemas de comunicação digital, permitindo uma nova gama de sistemas, com maior capacidade de transmissão de mensagens. Por exemplo, hoje, sistemas experimentais de fibra ótica conseguem operar com um único par de fibra com uma taxa de terabits/s, ou seja, um único par de fibra tem a capacidade de dezenas de milhões de ligações telefônicas simultâneas.

Podemos dizer que o principal problema dos sistemas de comunicação é o canal de comunicação, que é o meio pelo qual se propaga o sinal que carrega a informação. Esse canal introduz distorções e ruído, corrompendo a mensagem transmitida. Nesses casos, é imperativo a utilização de técnicas que minorem esses efeitos nocivos, tendo em vista um patamar satisfatório para a aplicação desejada.

Duas técnicas muito utilizadas no combate às distorções e ao ruído são a *equalização* e *códigos corretores de erro*.

O equalizador processa o sinal recebido pelo receptor, reduzindo os efeitos do canal, de forma a obter um sinal o mais próximo possível do sinal que passou pelo transmissor. Quando o canal de comunicações é conhecido e invariante no tempo, é possível projetar um equalizador fixo para o sistema. Contudo, em vários casos, tal canal é desconhecido e, algumas vezes, é variante no tempo. Desta forma, os parâmetros do equalizador devem ser adaptados para satisfazer algum critério que, por exemplo, pode ser o de minimizar a distorção provocada pelo canal. Nesse caso, temos um equalizador adaptativo, que geralmente funciona através de um processo iterativo de otimização.

Geralmente, a mensagem transmitida carrega alguns sinais conhecidos no receptor. Esses sinais servem para sincronismo e treinamento do equalizador, no qual são usados como sinais desejados na saída do equalizador. Nesse caso, dizemos que o equalizador é supervisionado. Para realizar a adaptação, utilizamos algoritmos de busca baseados no critério de Wiener, que é a minimização do quadrado da diferença entre o sinal de referência e a saída do equalizador. Dois famosos algoritmos baseados nesse critério são o LMS (*Least Mean Square*) e o RLS (*Recursive Least Square*).

Vale ressaltar que sinais conhecidos no receptor não transmitem informação. Assim, perdemos tempo ao enviar tais sinais de treinamento, quando poderíamos estar transmitindo informação.

Caso o canal seja variante, é preciso fazer o rastreamento deste, ao longo do tempo. Nesse caso, o que geralmente se faz é utilizar, após o treinamento, a própria saída do equalizador como referência. Dizemos que o equalizador entrou num processo de decisão direta (DD).

Contudo, nem sempre esses sinais estão disponíveis na recepção, como, por exemplo, numa rede *broadcast* multi-usuário, no qual é altamente indesejável que o transmissor tenha que parar a transmissão para todos os seus usuários, somente para treinar um novo usuário que se conectou à rede. Nesses casos, utilizamos equalizadores autodidatas, cegos ou não-supervisionados que através de certas características do sinal transmitido são capazes de equalizá-lo. Nessa classe, se enquadram o algoritmo de decisão direta, apesar de ser normalmente utilizado após a seqüência de treinamento, o algoritmo de Sato [Sato, 1975] e, finalmente, o algoritmo CMA (algoritmo do módulo constante), que se destaca por sua robustez. Esses algoritmos, pertencentes à classe de algoritmos de Bussgang, utilizam uma estimativa não-linear do sinal desejado, fato que acaba por gerar uma superfície de erro não convexa, ou seja, uma superfície que apresenta mínimos locais. A comunidade de processamento de sinais vem ultimamente trabalhando em soluções que visam a convergência de tais algoritmos para os mínimos globais.

Já os códigos corretores de erro funcionam introduzindo, de forma controlada, redundância na mensagem. Essa redundância é explorada na recepção, a fim de corrigir possíveis erros introduzidos pelo canal. Tais códigos são fundamentais em sistemas de comunicação digital, pois eles possibilitam alcançar taxas de erro baixas o suficiente para a transmissão de informação, sem o aumento da potência transmitida, restrição sempre presente nos sistemas de comunicação.

Shannon mostrou que existe um código que possibilita alcançar uma taxa de erro tão pequena quanto se queira, desde de que se transmita com taxa inferior à capacidade de canal. Esse resultado, o conceito de entropia aplicado à fonte de informação e ao canal, causaram uma revolução nas telecomunicações, criando a área de Teoria de Informação.

Usualmente, a redundância acrescida faz com que seja alocada mais faixa para o sistema de comunicação. Todavia, isso nem sempre é possível ou, com isso, acaba-se por consumir faixa que poderia ser utilizada para a transmissão de mais informação. Nesses casos, faz-se uso de códigos corretores de erro em conjunto com a modulação, de forma que é possível corrigir erros, aumentado o desempenho, sem ter de aumentar o espectro utilizado para a transmissão.

Tanto a equalização como os códigos corretores de erro são utilizados separadamente. Contudo, dada a natureza recursiva dos equalizadores, seja no algoritmo que necessita de uma estimativa do sinal transmitido, seja em estruturas de filtragem com realimentação, os equalizadores poderiam se beneficiar das propriedade do código. Um exemplo claro disso é a propagação de erro em estruturas com realimentação, o que diminui a imunidade ao ruído ou provoca erros em rajada. Ao se utilizar uma amostra mais confiável do decodificador, é possível aumentar a robustez do equalizador e, por conseguinte, o próprio desempenho do decodificador que recebe a saída do equalizador.

Essa tese procurou mostrar os efeitos sobre a convergência e sobre a taxa de erro de técnicas que utilizam equalização adaptativa em conjunto com o decodificador de um sistema que usa conjuntamente codificação de canal e modulação.

1.1. Organização da Tese

Esta tese se encontra organizada da seguinte forma:

- **Capítulo 2**: Equalização Adaptativa

  Neste capítulo expomos os conceitos básicos de equalização adaptativa e descrevemos duas estruturas não lineares: o estimador de seqüência de máxima verossimilhança (MLSE – Inglês), e o equalizador com decisão realimentada (DFE – em Inglês).
- **Capítulo 3**: Códigos Corretores de Erro

  Este capítulo descreve os conceitos de códigos de bloco, convolucional e da utilização conjunta de codificação convolucional e modulação, chamada de modulação codificada por treliça.

- **Capítulo 4**: Combinação de Equalização Adaptativa e Códigos Corretores de Erro
  Este capítulo mostra algumas técnicas significativas de utilização conjunta de equalização adaptativa e códigos corretores de erro. Nesse capítulo, apresentamos a técnica que utilizamos no decorrer da tese e uma modificação da mesma.
- **Capítulo 5**: Análise da Convergência do FLT-DD e DFE-DD Autodidata Auxiliado por Códigos Corretores de Erro
  Este capítulo apresenta os resultados da influência do uso do decodificador na convergência dos filtro linear transversal e do equalizador de decisão realimentada.
- **Capítulo 6**: Utilização Conjunta de TCM & Equalização Espaço-Temporal
  Este capítulo descreve os princípios do processamento espaço-temporal e algumas estruturas, apresentando resultados da sensibilidade dessas em relação a alguns parâmetros do canal rádio-móvel. Em seguida, selecionamos equalizadores espaço-temporais que empregam o equalizador de decisão realimentada, de modo a utilizar em conjunto com o decodificador de canal. Apresentamos curvas de taxa de erro mostrando o ganho de desempenho em relação à técnica original.
- **Capítulo 7**: Conclusões e Perspectivas
  Finalmente, este capítulo apresenta as conclusões e perspectivas gerais.

Capítulo 2

Equalização Adaptativa

Na maioria dos sistemas de comunicação digital ocorre a dispersão temporal do sinal transmitido num certo canal, fazendo com que dados transmitidos num certo instante venham a interferir com dados transmitidos em outros instantes. Esse fenômeno, chamado de interferência intersimbólica (IIS), provoca a redução da confiabilidade e/ou da taxa com as quais os dados são transmitidos. A fim de minorar a IIS, faz-se uso de equalizadores, normalmente, no receptor. Tais equalizadores são usualmente capazes de corrigir as distorções produzidas pelo canal.

Todavia, tendo em vista a necessidade de equalizar canais desconhecidos ou variantes no tempo, faz-se imperativo o uso de equalizadores adaptativos. Esses equalizadores são usualmente implementados na forma de filtros digitais com resposta finita ao impulso (FIR – *Finite Impulse Response*) e/ou resposta infinita ao impulso (IIR – *Infinite Impulse Response*). Estes são adaptados por meio de uma seqüência de treinamento conhecida no receptor que é tida como resposta desejada do equalizador. A diferença entre a seqüência de treinamento e a saída do equalizador é utilizada para ajustar seus parâmetros. Contudo, não seria necessário fazer a transmissão dos dados caso se soubesse *a priori* seus valores. Desta forma, o equalizador, após o fim da seqüência de treinamento, é chaveado para o modo de decisão direta (DD – *Decision-Directed*), onde a decisão sobre a saída do próprio equalizador é utilizada como sinal de referência.

Existem equalizadores ou, mais propriamente, algoritmos em que não se faz necessária a presença da seqüência de treinamento. Isto tem como vantagem a possibilidade de se aumentar a taxa sem se enviar dados já conhecidos. Essa classe de algoritmos possui várias versões, sendo as mais importantes o algoritmo DD [Lucky, 1965] e o CMA (algoritmo do módulo constante) [Godard, 1980].

Neste capítulo, iremos ver alguns tipos de estruturas utilizadas na equalização de canais e alguns algoritmos utilizados na adaptação dos parâmetros desses filtros. Na seção 2.1, apresentamos os conceitos de sistema de comunicação e o modelo em banda base. A seção 2.2 apresenta o filtro de Wiener, o método da descida mais íngreme e os algoritmos LMS (*Least Mean Square*) e RLS (*Recursive Least Squares*). A seção 2.3 mostra, sucintamente, o algoritmo do tipo CMA. Na seção 2.4, descrevemos as estruturas adaptativas não lineares como o MLSE (estimador de seqüência de máxima verossimilhança) e o DFE (equalizador com decisão realimentada). Finalmente, a seção 2.5 apresenta as conclusões deste capítulo.

2.1. Sistemas de Comunicação e Modelo em Banda Base

Antes de iniciar a discussão sobre equalização adaptativa, vamos mostrar alguns conceitos básicos de um sistema de comunicação simplificado. A Figura 2.1 mostra o esquema de blocos de um sistema de comunicação.

A fonte de informação pode ser um sinal de voz amostrado, algum texto para ser transmitido, por exemplo, via Internet etc. O codificador de fonte é responsável por eliminar redundância de informação gerada pela fonte, mas desde que seja possível realizar o procedimento inverso e re-obter a seqüência da fonte. Por sua vez, o codificador de canal insere redundância de forma controlada na seqüência resultante do codificador de fonte, visando explorá-la no receptor e, desta forma, corrigir erros que venham a ser inseridos pelo canal.

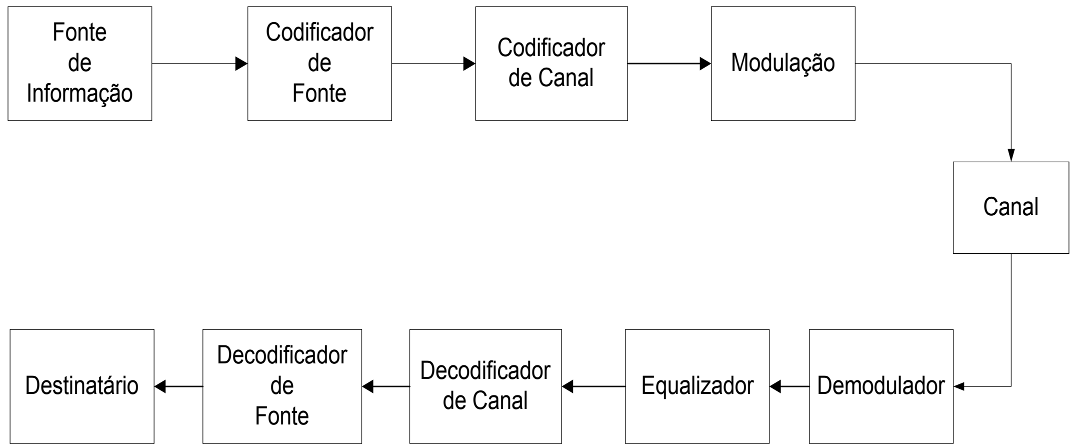


Figura 2.1. Sistema de comunicação digital genérico.

O modulador recebe a seqüência do codificador de canal e transforma esses dados em uma forma de onda adequada para ser transmitida no canal. O canal de comunicação é o meio físico pelo qual são transmitidas as informações. Pode ser, por exemplo, o ar ou o espaço, no caso de comunicações do tipo sem fio, um fio, no caso do telefone fixo, ou uma fibra ótica. Contudo, qualquer que seja o meio, o sinal sempre será corrompido por ruídos que são flutuações aleatórias na amplitude do sinal. Esse ruído pode ser causado por componentes eletrônicos, o caso do ruído térmico, motores a combustão ou por fenômenos como raios etc. Além disso, o canal pode distorcer as formas das ondas transmitidas, cortando-lhe certas freqüências. No fim do processo de recepção, o demodulador recebe as formas de onda corrompidas pelo canal e as transforma em estimativas da seqüência transmitida. Essa seqüência é tratada pelo equalizador, de modo a compensar as distorções impostas pelo canal. A seqüência tratada é passada ao decodificador de canal que utiliza a redundância do codificador de canal para corrigir eventuais erros, se possível. Finalmente, a seqüência resultante do processo de decodificação de canal é passada ao decodificador de fonte que faz o processo inverso do codificador de fonte e passa a seqüência ao destinatário.

Na presente dissertação, iremos considerar o modelo em banda-base do sistema descrito na Figura 2.1. Nesse modelo, o conjunto modulador-canal-demodulador pode ser considerado como um filtro digital, ao qual referenciaremos, por simplicidade, como sendo apenas o canal. Além disso, usualmente essa combinação pode ser bem modelada por um filtro do tipo FIR (*Finite Impulse Response*). A Figura 2.2 representa o modelo em banda-base.

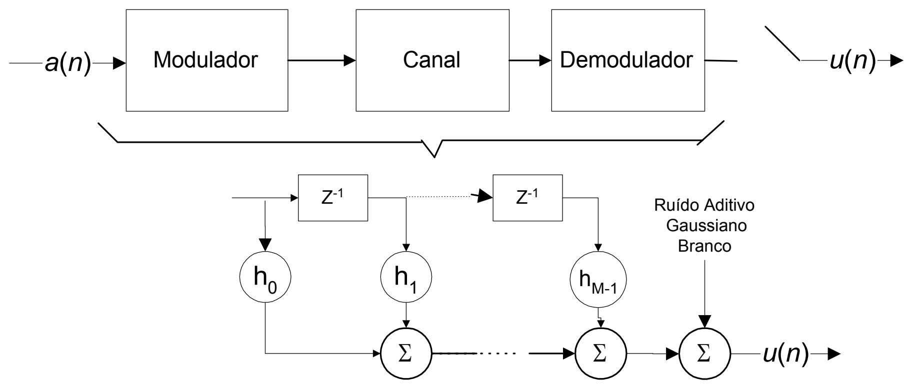


Figura 2.2. Modelo em banda-base

Denominaremos por h_k os coeficientes do canal, que podem, ou não, variar com o tempo. Caso não variem, chamamos o canal de invariante no tempo. Caso contrário, ele é denominado de variante no tempo. Ainda, à saída do filtro digital, soma-se um ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN).

A distribuição Gaussiana do ruído foi escolhida porque representa a forma de ruído que mais reduz a capacidade do canal [Cover e Thomas, 1991], conceito que foi desenvolvido por Shannon [Shannon, 1948]. Capacidade do canal significa quantos bits/segundo o canal comporta transmitir, para que seja possível alcançar probabilidade de erro tão pequena quanto desejada no receptor, através de codificação de canal.

Veremos na seção 2.2 como conceber filtros que minimizem as distorções impostas pelo canal.

2.2. Filtro de Wiener, Método da Descida Mais Íngreme e Algoritmos LMS e RLS

Para inverter as distorções impostas pelo canal, geramos um equalizador tal que a transformada Z é igual a:

$$W(z) = \frac{1}{H(z)} \tag{2.1}$$

onde $H(z)$ é a transformada Z do canal e $W(z)$ é a transformada Z do equalizador. Tal método é denominado de *Zero-Forcing* (ZF). Contudo, esse equalizador possui a desvantagem de amplificar demais o ruído, caso o canal possua nulos espectrais. A este fenômeno se dá o nome de *noise-enhancement*, fator este que pode reduzir consideravelmente o desempenho do sistema. Todavia, existem outras formas de se obter um equalizador levando em conta a presença do ruído. Esta técnica é chamada de filtragem de Wiener.

O filtro de Wiener é um método para obtenção dos parâmetros ótimos para um filtro linear discreto onde, ao se levar em conta a potência do ruído, verifica-se uma redução no fenômeno de *noise-enhancement*. O filtro de Wiener faz uso do critério da minimização do erro quadrático médio, cujo valor é obtido a partir da diferença do sinal desejado e da saída do equalizador. Contudo, a solução de Wiener demanda uma inversão matricial que pode ser muito custosa computacionalmente, especialmente quando o equalizador possui muitos coeficientes. Daí, surgem métodos iterativos como o da descida mais íngreme, que utilizam o vetor gradiente do critério para obter os coeficientes até convergir para a solução de Wiener. O algoritmo adaptativo conhecido como LMS parte do mesmo princípio utilizando uma aproximação estocástica do verdadeiro vetor gradiente. Deste modo, o LMS se torna excepcionalmente simples, do ponto de vista computacional, destacando-se também por sua robustez e sendo normalmente utilizado como referência de desempenho.

2.2.1. Filtro de Wiener

Nesta subseção, vamos definir o filtro de Wiener. Para tanto, definamos os seguintes vetores:

$\mathbf{u}(n) = \begin{bmatrix} u(n) & u(n-1) & \cdots & u(n-N+1) \end{bmatrix}^T$ vetor de entrada do filtro linear de ordem N-1 e $u(n)$ é a n-ésima saída do canal; e

$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_0 & w_1 & \cdots & w_{N-1} \end{bmatrix}^T$ vetor de coeficientes do filtro linear.

A n-ésima saída do filtro, $y(n)$, é dada pela convolução do sinal da saída do canal pelos coeficientes do filtro:

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{u}(n) \tag{2.2}$$

Seja $d(n)$ o n-ésimo sinal desejado. Desta forma, o erro de estimação de $d(n)$ é dado por:

$$e(n) = d(n) - y(n) \tag{2.3}$$

O erro $e(n)$ é uma variável aleatória dada a natureza estocástica de $y(n)$. Então, como critério de otimização do filtro, escolhemos minimizar o erro quadrático médio, ou seja:

$$J = E\left[e(n)e^{*}(n)\right] = E\left[\left|e(n)\right|^{2}\right] \tag{2.4}$$

onde $E\left[\cdot\right]$ é o operador esperança. Como desejamos obter o menor valor de *J*, devemos calcular o gradiente do critério em relação a **w**:

$$\nabla_{\mathbf{w}} J = -2E\left[\mathbf{u}(n)e^{*}(n)\right] \tag{2.5}$$

e igualando este gradiente à zero, obtemos as equações de Wiener-Hopf:

$$E\left[\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^{H}(n)\right]\mathbf{w}_{opt} = E\left[\mathbf{u}(n)d^{*}(n)\right] \tag{2.6}$$

Mas,

$E\left[\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^{H}(n)\right]$ é a matriz autocorrelação **R**;

$E\left[\mathbf{u}(n)d^{*}(n)\right]$ é o vetor de correlação cruzada **p**; e

$\mathbf{w}_{opt}$ é vetor ótimo dos coeficientes.

Então, rescrevendo (2.6) na forma matricial, temos:

$$\mathbf{R}\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{p} \tag{2.7}$$

Assumindo que a matriz de autocorrelação admite inversa, obtemos $\mathbf{w}_{opt}$:

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \tag{2.8}$$

A função custo *J* resulta num parabolóide, possuindo, por conseqüência, somente um único mínimo.

2.2.2. Método da Descida Mais Íngreme

Como já dissemos, a solução de Wiener pode ser muito custosa computacionalmente, uma vez que ela exige a inversão de uma matriz de dimensão igual à ordem do filtro. Desta forma, usa-se um método iterativo baseado no gradiente para se chegar a solução de Wiener, sem que seja necessária a inversão da matriz de autocorrelação.

O nome método de descida mais íngreme provém de que o gradiente $\nabla_{\mathbf{w}} J$ é um vetor que aponta para a direção de maior crescimento da função *J*. Assim, como desejamos minimizar *J*, estabelecemos que o vetor de pesos caminhe na direção oposta à do gradiente $-\nabla_{\mathbf{w}} J$, ou seja, na direção onde a função *J* decresce mais rapidamente. Desta forma, temos:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{1}{2}\mu\left[-\nabla_{\mathbf{w}} J(n)\right], \tag{2.9}$$

onde μ é o passo de adaptação. Como

$$\nabla_{\mathbf{w}} J(n) = -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w}(n), \tag{2.10}$$

obtém-se a fórmula de atualização do vetor de coeficientes:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu\left[\mathbf{p} - \mathbf{R}\mathbf{w}(n)\right]. \tag{2.11}$$

Este método apresenta um único ponto de mínimo, dado pela solução de Wiener [Haykin, 1996]. Contudo, esse ponto só é atingido se respeitarmos certas condições sobre o passo de adaptação. Por meio da análise de autovalores da matriz de autocorrelação [Haykin, 1996], é possível obter a condição sobre μ para a qual se garante a convergência do algoritmo:

$$0 < \mu < 2/\lambda_{\mathbf{R}_{\text{máx}}}, \tag{2.12}$$

onde $\lambda_{\mathbf{R}_{\text{máx}}}$ é o maior autovalor da matriz de autocorrelação $\mathbf{R}$.

2.2.3. Algoritmo LMS

O algoritmo LMS nada mais é que uma versão estocástica do método da descida mais íngreme, pois não tem sentido prático obter exatamente o vetor gradiente, uma vez que seria preciso um conhecimento *a priori* da matriz autocorrelação $\mathbf{R}$ e do vetor de correlação cruzada $\mathbf{p}$. Assim, o gradiente deve ser estimado a partir dos dados recebidos. A forma mais fácil e imediata de faze-lo é utilizando uma estimativa instantânea de $\mathbf{R}$ e de $\mathbf{p}$ que são dadas respectivamente por:

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n) \tag{2.13}$$

e

$$\hat{\mathbf{p}}(n) = \mathbf{u}(n)d^*(n) \tag{2.14}$$

Desta maneira, substituindo (2.13) e (2.14) em (2.10), obtemos a estimativa instantânea do vetor gradiente:

$$\hat{\nabla}_{\mathbf{w}} J(n) = -2\mathbf{u}(n)d^*(n) + 2\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{w}(n) \tag{2.15}$$

Note-se que este vetor gradiente pode ser obtido derivando-se a estimativa instantânea do erro quadrático $|e(n)|^2$.

Substituindo o vetor gradiente, obtido em (2.15), no método da descida mais íngreme (2.9), obtemos a relação de inovação dos pesos do algoritmo LMS:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{u}(n)\left[d^*(n) - \mathbf{u}^H(n)\mathbf{w}(n)\right] \tag{2.16}$$

Desta forma, cada iteração do algoritmo LMS é feita seguindo os seguintes passos:

1. Calcular a saída do filtro:

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n)\mathbf{u}(n) \tag{2.17}$$

2. Calcular o erro:

$$e(n) = d(n) - y(n) \tag{2.18}$$

3. Atualização dos coeficientes:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{u}(n)e^*(n) \tag{2.19}$$

Do mesmo modo que o método da descida mais íngreme, o algoritmo LMS também possui condições sobre o passo de adaptação para que o algoritmo seja estável.

Para tornar o problema matematicamente tratável, formulam-se, normalmente, várias hipóteses que na prática são pouco realistas. Contudo a análise pode dar uma idéia de qual valor máximo de passo o algoritmo comporta. Usualmente, adota-se um cálculo mais conservador, onde o passo fica restrito a:

$$0 < \mu < \mathrm{tr}[\mathbf{R}] \tag{2.20}$$

onde $\mathrm{tr}[\mathbf{R}]$ é a soma dos elementos da diagonal principal da matriz autocorrelação. Esse valor equivale à soma dos autovalores da matriz, ou à potência do vetor de entrada ($\mathbf{u}^H\mathbf{u}$).

O algoritmo LMS oscila em torno e converge em média para a solução de Wiener. A oscilação do algoritmo está diretamente ligada ao valor do passo de adaptação. Quanto maior o passo, maior é o ruído do vetor estocástico.

2.2.4. Algoritmo RLS

O algoritmo RLS (*Recursive Least Squares*) baseia-se na minimização de uma função custo decorrente da soma ponderada do valor absoluto do erro quadrático. O RLS faz uso da função custo sem o operador esperança, como no filtro de Wiener. Contudo, as equações a que chegamos são semelhantes às de Wiener-Hopf, onde, ao invés de usarmos as funções autocorrelação e correlação cruzada, utilizam-se estimativas temporais das mesmas, que são atualizadas iterativamente.

O RLS demanda a inversão da estimativa da matriz de autocorrelação, o que faz com que a complexidade computacional fique proporcional a N^3, onde N é o número de coeficientes do filtro. Portanto, é extremamente custoso, em termos computacionais. Todavia, é possível evitar a inversão dessa matriz aplicando-se o *lema de inversão de matrizes* ou *identidade de Woodbury* [Haykin, 1996]. Este lema permite a estimação recursivamente da inversa da matriz, sem que seja necessário realizar a operação de inversão. Com este artifício, a complexidade computacional do RLS fica proporcional a N^2. Note-se que esta complexidade ainda é relativamente alta quando comparada a complexidade do LMS que é da ordem de N.

Através da saída do equalizador (2.17) e do erro em relação ao sinal desejado (2.18), as equações de atualização do vetor de pesos $\mathbf{w}$ e da estimativa da inversa da matriz autocorrelação $\mathbf{R}_{\mathbf{D}}^{-1}$ são dadas por:

$$
\begin{aligned}
&\mathbf{g}(n) = \frac{\lambda^{-1}\mathbf{R}_{\mathbf{D}}^{-1}(n-1)\mathbf{u}(n)}{1+\lambda^{-1}\mathbf{u}^{H}(n)\mathbf{R}_{\mathbf{D}}^{-1}(n-1)\mathbf{u}(n)} \\
&\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mathbf{g}(n)e^{*}(n) \\
&\mathbf{R}_{\mathbf{D}}^{-1}(n) = \lambda^{-1}\left[\mathbf{1} - \mathbf{g}(n)\mathbf{u}^{H}(n)\right]\mathbf{R}_{\mathbf{D}}^{-1}(n-1)
\end{aligned}
\tag{2.21}
$$

onde $\mathbf{g}$ é o vetor ganho, λ é o fator de esquecimento e $\mathbf{R}_{\mathbf{D}}^{-1}(0)$ é igual a $\delta^{-1}\mathbf{I}$, sendo que δ é uma constante positiva pequena.

O fator de esquecimento, como o próprio nome diz, é usado para que o RLS esqueça os dados mais antigos como, por exemplo, a inicialização de $\mathbf{R}_{\mathbf{D}}^{-1}$.Normalmente, valores em torno ou maiores que 0,98 são usados para canais invariantes ou pouco variantes. Quando o canal é variante, este valor tende a cair, podendo chegar a valores próximos a 0,9. Se utilizados em canais invariantes, valores baixos de λ podem gerar um erro residual considerável, visto que $\mathbf{R}_{\mathbf{D}}^{-1}$ não é uma boa estimativa da verdadeira matriz autocorrelação, ou ainda, pode resultar em instabilidade do algoritmo.

O algoritmo RLS proporciona a solução ótima para a matriz $\mathbf{R}_{\mathbf{D}}^{-1}(n)$ a cada iteração. O vetor ganho sempre aponta para a solução ótima, o que torna o RLS independente das estatísticas do canal. Tal fato faz com que o RLS difira do LMS no sentido de que este tende a ser mais lento, quanto mais correlacionado estiver o sinal à saída do canal.

Existem ainda versões do RLS, chamadas de FLS (*Fast Least Squares*), com custo diretamente proporcional a N. Não serão tratadas aqui por envolverem dificuldades no que se refere à estabilidade numérica.

2.3. Algoritmos Autodidatas (LMS-DD e CMA)

A transmissão de informação só faz sentido quando o sinal enviado não é conhecido no receptor, salvo o caso de treinamento e sincronismo de quadro. Caso seja preciso fazer o rastreamento do canal após o treinamento ou, adaptar os coeficientes sem a seqüência de treinamento, exige-se o uso de algoritmo autodidatas ou cegos.

Os algoritmos abordados nesta seção pertencem à classe de algoritmos do tipo Bussgang. Essa classe se caracteriza por utilizar o conhecimento da função densidade de probabilidade não Gaussiana do sinal transmitido e da seqüência de sinais na saída do equalizador. Aplicando-se uma técnica de máxima verossimilhança para estimar o sinal transmitido a partir da saída do equalizador, pode-se realizar a equalização autodidata.

Nas duas próximas subseções iremos ver os algoritmos LMS-DD e o CMA.

2.3.1. Algoritmo LMS-DD

O algoritmo DD foi desenvolvido inicialmente por Lucky [Lucky, 1965], que pensou em utilizar as saídas do próprio equalizador para rastrear as variações do canal, ou refinar os coeficientes após o treinamento, caso necessário. O algoritmo LMS-DD é semelhante ao algoritmo LMS, mas diferindo na obtenção do sinal desejado que passa a ser uma decisão realizada sobre a saída do próprio equalizador. Assim, definindo a função de decisão como $dec(\cdot)$, temos que:

$$e(n) = dec\big(y(n)\big) - y(n) \tag{2.22}$$

Desta forma, o erro passa a ser uma função não linear dos coeficientes do filtro, fazendo com que a função custo deixe de ser quadrática. Essa não linearidade imposta pela função de decisão acarreta a formação de mínimo locais indesejados.

Foi mostrado por Macchi e Eweda [Macchi e Eweda, 1984] que o algoritmo LMS-DD converge para a solução desejada após o treinamento desde que o erro seja pequeno. Caso contrário, esse algoritmo pode apresentar convergência para mínimos locais indesejados. Alguns mínimos locais estão relacionados às possíveis soluções de Wiener resultantes de diferentes atrasos na seqüência de treinamento. Outros mínimos locais ocorrem quando a convolução canal-equalizador resulta em um sistema que possui olho fechado, que ocorre quando o maior coeficiente em valores absolutos é inferior à soma dos valores absolutos dos demais coeficientes, acarretando decisões erradas, independente da presença do ruído. Essa condição gera um mínimo indesejado [Mazo, 1980] que não está associado às soluções de Wiener.

A fim de ilustrar o comportamento do critério DD, a Figura 2.3 mostra as curvas de nível da superfície de erro de um equalizador linear de dois coeficientes para o canal $h(z) = 1+0{,}6z^{-1}$ e modulação BPSK, além do caminho dos coeficientes obtidos por intermédio da adaptação da estrutura pelo algoritmo LMS-DD. Nota-se que a superfície é simétrica, pois o critério DD permite o surgimento desses mínimos. O mínimo em (0,913 –0,403) e seu simétrico são os mínimos globais, e são os mesmos mínimos gerados pela solução de Wiener para $d(n) = a(n)$. Já o mínimo (0,145 0,6713) e seu simétrico são mínimos locais que equivalem à solução de Wiener para $d(n) = a(n\text{-}1)$. Contudo, na região delimitada, a combinação canal-equalizador gera uma condição de olho fechado e o critério DD gera um mínimo em (-0,485 0,823) e mais o seu simétrico. Essa solução não está relacionada à solução para $d(n) = a(n\text{-}2)$ que gera a solução com mínimo (-0,242 0,5478).

Pode-se inferir que a equalização cega através do algoritmo DD utilizando equalizadores lineares é fortemente dependente da inicialização dos coeficientes.

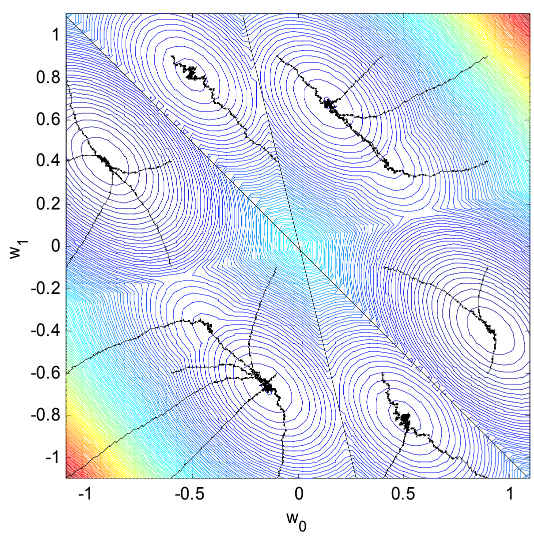


Figura 2.3. Superfície de erro do LMS-DD para o canal $h(z) = 1+0{,}6z^{-1}$ $\mu = 0{,}003$

2.3.2. Algoritmo CMA

O algoritmo CMA surgiu com os trabalhos de Godard [Godard, 1980] quando este trabalhava à época com redes multiponto. Tais redes têm como característica a impossibilidade de se obter uma seqüência de treinamento em certos momentos, e a necessidade de que o algoritmo empregado na equalização tenha uma convergência rápida. Além disso, tal rede permite que a fase da portadora possa ser recuperada na saída do equalizador, onde pode-se usar um algoritmo de decisão direta, que neste caso funciona muito bem.

Godard pensou em gerar um algoritmo que reduzisse os níveis de IIS a valores aceitáveis, donde se poderia utilizar o algoritmo LMS-DD por exemplo. O algoritmo proposto por ele baseia-se na seguinte função custo:

$$J^{(p)} = E\left[\left|y(n)\right|^2 - R_p\right]^2 \tag{2.23}$$

Godard chamou esta função de *dispersão de ordem p*, sendo a constante R_p positiva e definida por:

$$R_p = \frac{E\left[\left|a(n)\right|^{2p}\right]}{E\left[\left|a(n)\right|^{p}\right]} \tag{2.24}$$

Observando (2.23), notamos que a função independe da fase de $y(n)$.

Quanto ao valor de p: quando igual a 1, caímos no algoritmo de Sato [Sato, 1975]; para p igual a 2, o CMA adquire o melhor desempenho; para valores superiores a 2, o desempenho é decepcionante.

Se tirarmos o gradiente de (2.23) em relação aos coeficientes do equalizador e aplicarmos o método da aproximação estocástica, obteremos a expressão clássica da fórmula de atualização do CMA:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e^*(n)\mathbf{u}(n) \tag{2.25}$$

onde

$$e(n) = y(n)\left|y(n)\right|^{p-2}\left(R_p - \left|y(n)\right|^2\right) \tag{2.26}$$

e μ é o passo de adaptação.

Se assumirmos uma modulação com módulo constante como, por exemplo, uma modulação M-PSK e $p = 2$, R_2 terá um valor igual ao quadrado da amplitude desta modulação e o erro será tanto menor, quanto menor for a variação de $|y(n)|^2$ em torno de R_2. Daí, o nome algoritmo de módulo constante.

Ele funciona também com outras modulações que não possuam módulo constante como, por exemplo, QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Contudo, seu desempenho não é tão bom quanto no caso de modulações M-PSK.

O fato é que o algoritmo CMA possui uma função custo que também não é convexa, o que resulta em mínimos locais. Contudo, ele conta com a vantagem de não ter alguns mínimos que o LMS-DD possui, sendo assim mais robusto. Além disso, os mínimos do CMA não coincidem com as soluções de Wiener. Vamos ilustrar tal comportamento através de um exemplo semelhante ao da Figura 2.3 onde utilizaremos o mesmo canal e um equalizador de dois coeficientes.

O mínimo global localizado em (0,831 -0,372) e seu simétrico está próximo da solução de Wiener para atraso zero. Já para o mínimo local em (0,084 0,607) está mais próximo da solução de Wiener para atraso de um símbolo. Note que não existe o mínimo na condição de olho fechado como ocorre com o critério DD. Apesar de uma certa semelhança com o de Wiener, a comprovação da associação dos mínimos do CMA com os mínimos de Wiener ainda é um problema em aberto.

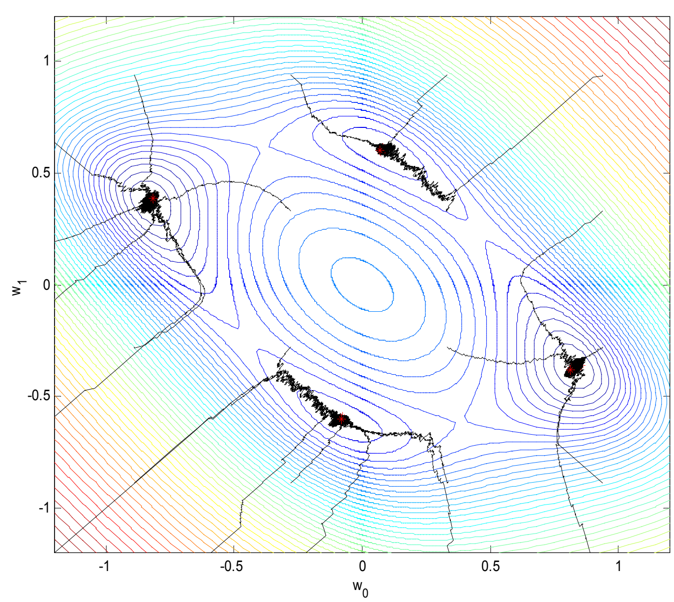


Figura 2.4. Superfície de erro do CMA para o canal $h(z) = 1+0{,}6z^{-1}$ e $\mu = 0{,}003$

Vários trabalhos já foram realizados para o estudo da convergência deste algoritmo e uma dezena de outros buscou formas de garantir a convergência para o mínimo global. Uma das práticas mais utilizadas é a da inicialização *center "spike"*, onde o coeficiente central do equalizador é inicializado com o valor 1. Apesar de não garantir a convergência para o mínimo global, este procedimento gera resultados satisfatórios.

2.4. Soluções Alternativas ao Filtro Transversal Linear (MLSE e DFE)

Existem casos de canais onde o desempenho do filtro linear é insatisfatório ou necessita de muitos coeficientes para conseguir um bom resultado. Nesses casos, outras técnicas conseguem muitas vezes um ótimo desempenho. Dentre elas, destacam-se o MLSE (*Maximum Likelihood Sequence Estimator*) e o DFE (*Decision Feedback-Equalizer*). A primeira estrutura é o equalizador ótimo sob o ponto de vista da minimização da taxa de erro de bit ou símbolo. Contudo, o custo computacional é extremamente elevado, limitando a aplicação a somente algumas situações onde ele é realmente necessário. A segunda estrutura pode ser vista como uma simplificação da primeira. Todavia, ela também apresenta o problema da propagação de erro de decisões erradas, dada sua natureza recursiva. Dependendo do canal, tal fato pode incorrer em perda considerável no desempenho, ou na convergência, caso o estejamos operando no modo autodidata. A seguir, apresentaremos os princípios de cada uma dessas soluções.

2.4.1. O equalizador MLSE

Em canais sem memória, ou seja, em canais sem IIS, um detetor símbolo-a-símbolo, que utiliza o critério de máxima probabilidade *a posteriori*, é o receptor ótimo, no sentido de minimizar a probabilidade de erro. Entretanto, quando os sinais transmitidos passam por canais com memória, gerando IIS, o detetor ótimo [Proakis, 1995] passa a ser um detetor que baseia as suas decisões na observação de uma seqüência de sinais recebidos sobre intervalos sucessivos do sinal. A essa estrutura dá-se o nome de estimador de seqüência de máxima verossimilhança ou MLSE, em Inglês. A Figura 2.5 mostra o diagrama de blocos do equalizador MLSE. Nela podemos ver que o MLSE produz duas saídas com atrasos distintos (D e TD). A razão da existência destes atrasos será apresentada mais adiante.

A idéia do estimador de seqüência é, através da estimativa do canal, obter uma seqüência {a}, que maximiza a probabilidade *a posteriori* ou equivalentemente minimiza a distância euclidiana ao quadrado dos sinais recebidos em relação a suas estimativas:

$$\text{Sequência transmitida}\,(a_0, a_1, ..., a_N) = \arg\min_{\{a\}} \sum_{n=0}^{N} \left| u_n - \sum_{j=0}^{M-1} h(j)a(n-j) \right|^2 \qquad (2.27)$$

onde M-1 é o comprimento ou memória do canal.

A estimativa do canal é obtida por meio de um identificador de canal, que é um filtro FIR cujos coeficientes são adaptados por algoritmos como o LMS ou RLS. Não é incomum também a utilização do filtro de Kalman, que possibilita, por exemplo, levar em conta a correlação do desvanecimento do sinal, tornando o processo de adaptação menos susceptível a erros de decisão do MLSE. A figura 2.6 mostra a estrutura do identificador de canal.

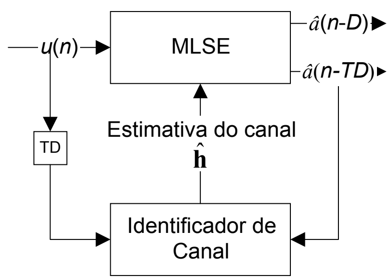


Figura 2.5. Diagrama de blocos do equalizador MLSE

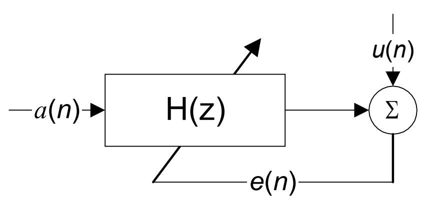


Figura 2.6. Estrutura do identificador de canal

O equalizador MLSE tem duas características fundamentais: o algoritmo de Viterbi [Viterbi, 1967] e o estimador de canal que é necessário para realizar o processo de decisão.

O algoritmo de Viterbi é utilizado para fazer a busca da seqüência que maximiza a probabilidade *a posteriori* (2.27) de forma iterativa. Originalmente, o algoritmo de Viterbi foi introduzido como um algoritmo de decodificação para códigos convolucionais. Contudo, Forney [Forney, 1972] percebeu que o processo no qual o canal introduz IIS é semelhante ao processo de codificação convolucional, onde a memória do canal que produz IIS é análoga à memória do codificador convolucional.

O tamanho da memória do canal (M-1) e a cardinalidade da modulação (K) utilizada determinam o número de estados da treliça (K^{M-1}), que pode ser vista como uma máquina de estados onde cada estado é definido por uma possível seqüência dos últimos M-1 símbolos transmitidos. Assim, podemos ver que o problema de estimação de seqüência de máxima verossimilhança é equivalente ao problema de estimar em que estado a máquina de estados se encontra.

A cada estado está associado um caminho sobrevivente, que é uma seleção de ramos que começa num estado inicial da treliça e que prossegue a cada passo da treliça até um certo estado, tal que a métrica acumulada por esse caminho sobrevivente seja a maior possível. Os ramos são transições entre estados e, a todo ramo que chega num dado estado, está associado um símbolo da constelação. Para cada passo dado na treliça, realiza-se o calculo de K^M métricas para se encontrar os novos K^{M-1} caminhos sobreviventes.

A estimativa das funções de probabilidade podem ser substituídas pela distância euclidiana ao quadrado, servindo como métrica. Desta forma, a maximização da probabilidade *a posteriori* pode ser escrita como sendo a minimização da distância euclidiana:

$$d^2(\Psi_l) = \min_k \left\{ \left| u(n) - g(\Psi_l, \Psi_k) \right|^2 + d^2(\Psi_k) \right\} \tag{2.28}$$

onde:

$g(\Psi_l, \Psi_k) = \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{a}_{\Psi_l, \Psi_k}$ é a estimativa do sinal recebido;

$\hat{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_0 & \hat{h}_1 & \cdots & \hat{h}_{M-1} \end{bmatrix}^T$ é a estimativa do canal; e

$\mathbf{a}_{\Psi_l, \Psi_k} = \begin{bmatrix} a_{\Psi_l} & \mathbf{a}_{\Psi_k} \end{bmatrix}^T$ é a composição do símbolo referente ao ramo que chega no estado Ψ_l (a_{Ψ_l}) e dos demais M-1 símbolos representados por $\mathbf{a}_{\Psi_k} = \begin{bmatrix} a_{\Psi_k}(n-1) & a_{\Psi_k}(n-2) & \cdots & a_{\Psi_k}(n-M+1) \end{bmatrix}^T$, que são os símbolos que caracterizam o estado Ψ_k.

Normalmente, por limitação de memória disponível nos *chips* nos quais são implementados o MLSE, truncam-se os caminhos sobreviventes, que usualmente são cinco vezes maiores que a memória do canal. Tal procedimento é sub-ótimo, mas a perda de desempenho é desprezível.

A decisão sobre o símbolo transmitido é feita escolhendo-se o primeiro símbolo do caminho sobrevivente que possui um atraso de decisão igual a *D*, do estado com maior métrica acumulada. O treinamento do identificador é feito com um atraso de decisão inferior a *D*, ao qual dá-se o nome de tentativa de decisão (*TD*). Este atraso deve ser pequeno quando o canal varia consideravelmente. Contudo, atrasos pequenos levam a decisões com menor confiabilidade e, portanto, existe um compromisso na sua escolha.

Vamos, a seguir, exemplificar o funcionamento desta solução. Assumiremos que o canal é perfeitamente conhecido e vale $h(z) = 1+0{,}5z^{-1}$ e que estamos usando modulação BPSK, ou seja, {a} = {+1,-1}. Assumiremos também que o canal é inicializado com zeros, ou seja, $u(1) = a(1)$. A Figura 2.7 mostra a treliça para esse canal, onde $\mathbf{a}_{\Psi_0} = +1$ e $\mathbf{a}_{\Psi_1} = -1$.

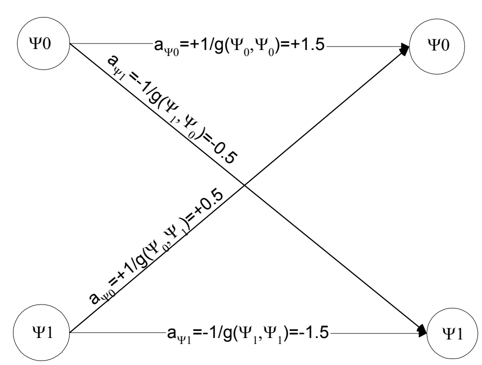


Figura 2.7. Treliça para o canal $h(z) = 1+0{,}5z^{-1}$ e modulação BPSK.

Agora, vamos supor uma seqüência **a** = [–1 +1 –1 +1 –1] e que o sinal recebido, corrompido por ruído, seja dado por **u** = [–1,1 –0,55 +0,17 +0,51 –0,3]. Na Figura 2.8 representamos a treliça para realizar a detecção de seqüência, utilizando o algoritmo de Viterbi e (2.28). Nos ramos, estão representados somente a métrica e em cada estado, está representado o custo do caminho sobrevivente até aquele ponto. Chamamos a atenção para a existência de estados "especiais" durante a inicialização da treliça. Esses estados representam a ausência de símbolos na memória do canal. Conforme a memória do canal é preenchida, esses estados vão desaparecendo até a treliça entrar em estado permanente. O mesmo ocorre, de forma inversa, quando termina a transmissão dos dados, ou seja, a memória do canal vai se "esvaziando".

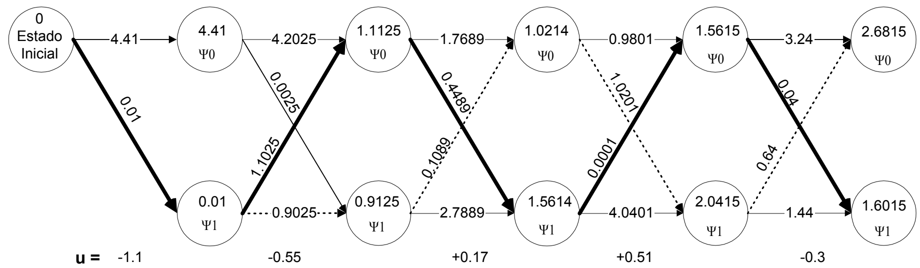


Figura 2.8. Detecção de uma seqüência através do algoritmo de Viterbi

No exemplo, o caminho em negrito representa o caminho sobrevivente referente ao estado de menor distância acumulada, ao fim do processo de detecção. No caso do caminho sobrevivente do outro estado, podemos ver que ele é igual somente na primeira iteração e depois passa a diferir (ramos pontilhados). Vale lembrarmos a importância do atraso de decisão para a obtenção de decisões confiáveis. Se usássemos um atraso de somente um símbolo, realizaríamos uma decisão errada na terceira iteração onde Ψ_0 = 1,0214 e Ψ_1 = 1,5614. Decidindo pelo caminho sobrevivente de Ψ_0, o símbolo referente ao atraso de um símbolo é igual a –1, quando o correto é +1. Contudo, com um atraso superior a dois, a decisão se dá corretamente. Outro fato que normalmente ocorre é a convergência dos caminhos sobreviventes para atrasos maiores, dado o aumento da confiabilidade.

O desempenho da estrutura MLSE é muito bom. Em alguns canais com IIS, ela obtém o mesmo desempenho de um filtro casado para um canal com mesma energia do canal com IIS [Lee e Messerschmitt, 1994][Proakis, 1995]. Contudo, seu enorme custo computacional restringe a sua aplicação a modulações com cardinalidade pequena e canais com memória curta.

O MLSE mostrado na Figura 2.5 é sub-ótimo, mas apresenta desempenho muito bom em comparação com a versão ótima. O MLSE ótimo [Forney, 1972] deve possuir um filtro casado com a resposta do canal excitado pelo pulso de transmissão. Além disso, depois desse filtro casado, deve existir um filtro branqueador de ruído, pois a métrica que utiliza distância euclidiana ao quadrado é ótima somente para ruído branco.

O filtro casado pode ser realizado de forma adaptativa e utilizando-se amostragem fracionária [Raheli *et al.*, 1991]. Contudo, o filtro branqueador e casado com o canal representa um custo computacional a mais. O que normalmente se faz [Magee e Proakis, 1973][Batista, 1995] é utilizar somente um filtro fixo, casado com o pulso de transmissão. Quando se utiliza a raiz do co-seno levantado como pulso de transmissão e recepção, o ruído branco passa a ser somente um pouco correlatado. Além disso, a perda de desempenho em se utilizar somente o filtro casado para o pulso de transmissão não é tão grande assim.

Há, ainda, a possibilidade de se usar uma métrica modificada [Ungerboeck, 1974], que não precisa do filtro branqueador e apresenta desempenho igual à estrutura desenvolvida por [Forney, 1972]. Essa métrica considera simetria no canal equivalente visto pelo MLSE. Contudo, quando se usa o filtro casado somente ao pulso de transmissão, ela passa a apresentar desempenho insatisfatório.

Existem algumas técnicas que permitem reduzir a complexidade do MLSE, obtendo-se um desempenho entre o MLSE original e o DFE. Exemplos de tais técnicas podem ser encontradas em [Eyuboglu e Qureshi, 1989], [Hallen e Heegard, 1989].

2.4.2. A estrutura DFE

O equalizador de decisão realimentada (DFE) (Figura 2.9) foi originalmente proposto por [Austin, 1967] como sendo uma forma sub-ótima do MLSE. Ele é composto de um filtro de alimentação (FFF), e de um filtro que realiza a realimentação (FBF), que utiliza, como entrada, a saída do decisor. A literatura normalmente assume que o FFF é responsável por eliminar a resposta precursora do canal, enquanto o FBF elimina a resposta pós-cursora, gerando uma cópia da IIS resultante dessa resposta para subtraí-la da saída do FFF. A solução ótima do DFE, com infinitos coeficientes de FFF e um número de coeficientes do FBF capaz de cancelar toda resposta pós-cursora, ocorre quando o FFF branqueia o ruído e transforma o canal visto pelo FBF em um canal de fase mínima.

A Figura 2.10 ilustra um exemplo do funcionamento desta estrutura, em que se obtém a solução de mínimo erro quadrático médio (MMSE) para um SNR de 30 dB e modulação BPSK. O FFF possui 5 coeficientes, o FBF, 3 e o canal vale $h(z) = -0{,}1+0{,}3z^{-1}+1z^{-2}+0{,}6z^{-3}-0{,}2z^{-4}$. Note-se aí que os coeficientes do FBF eliminam completamente a IIS que fica da resposta pós-cursora do canal, após a filtragem do FFF.

A saída do DFE é dada por:

$$y(n) = \mathbf{f}^H(n)\mathbf{u}(n) + \mathbf{b}^H(n)\mathbf{a}(n) \tag{2.29}$$

onde

$\mathbf{f}(n) = \begin{bmatrix} f_0(n) & f_1(n) & \cdots & f_{d_1-1}(n) \end{bmatrix}^T$ é o vetor de coeficientes do FFF;

$\mathbf{u}(n) = \left[u(n) \quad u(n-1) \quad \cdots \quad u(n-d_1+1) \right]^T$ é o vetor de entrada do FFF;

$\mathbf{b}(n) = \left[b_1(n) \quad b_2(n) \quad \cdots \quad b_{d_2}(n) \right]^T$ é o vetor de coeficientes do FBF; e

$\mathbf{a}(n) = \left[a(n-1) \quad a(n-2) \quad \cdots \quad u(n-d_2) \right]^T$ é o vetor de coeficientes do FBF.

O DFE possui grandes vantagens sobre o filtro transversal linear, especialmente quando o canal apresenta nulos espectrais. Nestes casos, o filtro transversal linear (FLT) apresenta o problema conhecido como *noise-enhancement* devido à tentativa de se inverter o canal. Esse fenômeno acarreta uma perda considerável de desempenho. O DFE por sua vez consegue evitar esse fenômeno, devido à característica não-linear decorrente da combinação do FBF e do decisor. O decisor elimina o ruído no processo de decisão e alimenta o FBF com símbolos sem ruído, impedindo a realimentação do mesmo. O decisor permite também que a estrutura seja estável mesmo para canais de fase não-mínima [Austin, 1967], dado que a saída sempre está limitada pelo dispositivo de decisão.

Além disso, o DFE consegue equalizar canais com longas respostas impulsivas, com um número de coeficientes bem menor do que o do filtro linear transversal. Essa, também, é uma vantagem sobre o MLSE, que é impraticável de implementar nessas condições. Todavia, o MLSE tem um desempenho superior ao DFE.

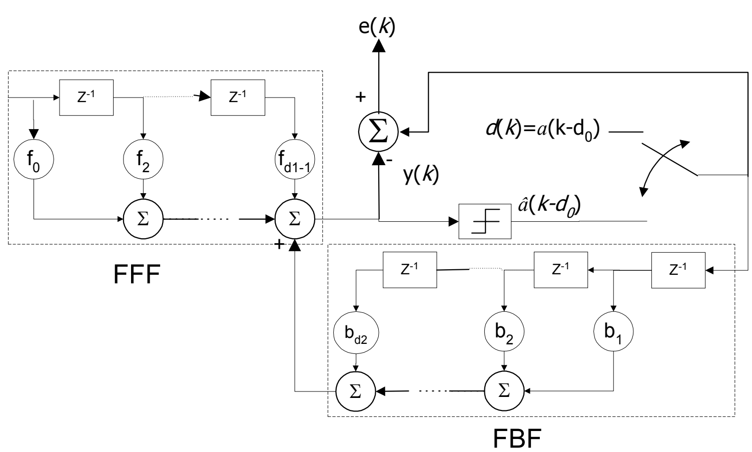


Figura 2.9. Equalizador com decisão realimentada. – DFE.

Ainda, o DFE apresenta o problema de propagação de erro, usualmente um fator limitante no desempenho dessa estrutura. Este fenômeno ocorre quando se verifica uma decisão errada sobre o sinal recebido. Tal decisão errada é enviada para o FBF, onde vai interferir no cancelamento da IIS, causada pela resposta pós-cursora do canal. Esse efeito será tanto maior, quanto maiores forem os valores dos coeficientes do FBF.

A substituição do FFF espaçado de símbolo por um filtro fracionário possibilita, na maioria das vezes, um melhor cancelamento da IIS gerada pela resposta precursora. Além disso, a estrutura torna-se menos sensível ao instante de amostragem.

Da mesma forma que o filtro transversal linear, o DFE também necessita de um atraso δ na seqüência de treinamento, para que se consiga atingir a solução ótima. Ao se utilizar o LMS para adaptação da estrutura (critério MSE), as equações do cálculo do erro e da atualização dos coeficientes são dadas por:

$$e(n) = d(n) - y(n) \tag{2.30}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{f}(n+1) \\ \mathbf{b}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}(n) \\ \mathbf{b}(n) \end{bmatrix} + \mu e^*(n) \begin{bmatrix} \mathbf{u}(n) \\ \mathbf{a}(n) \end{bmatrix} \tag{2.31}$$

No modo DD, utiliza-se a própria saída do decisor como referência tanto para o cálculo do erro como para a alimentação do FBF.

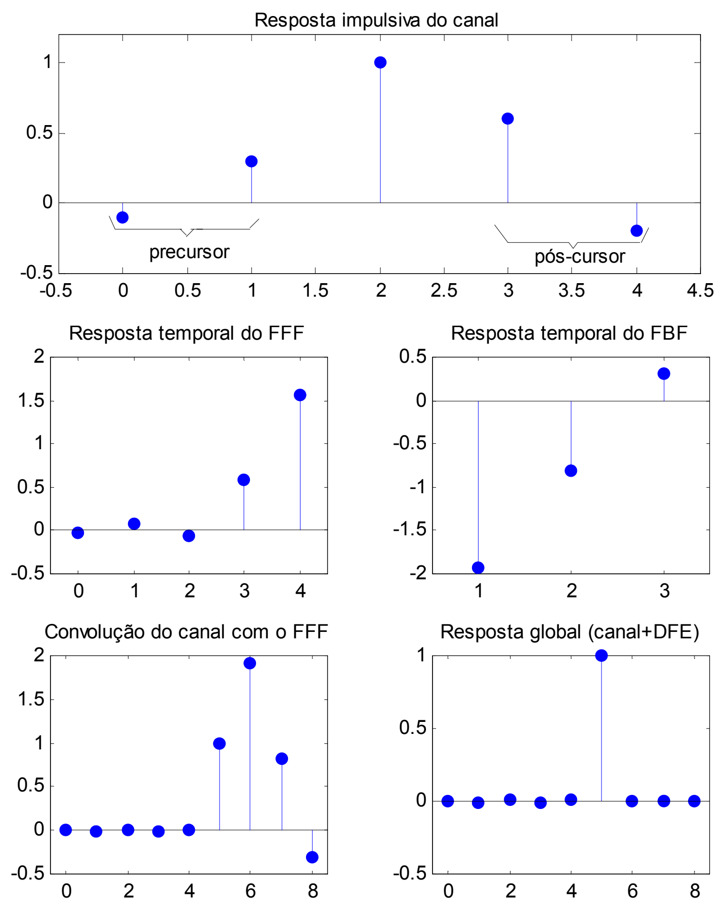


Figura 2.10. Exemplo do funcionamento do DFE. MMSE = 0,0032, para SNR = 30 dB, modulação BPSK, $d_1 = 5$ e $d_2 = 3$.

2.5. Conclusão

Este capítulo apresentou, de forma sucinta, alguns conceitos e técnicas de equalização adaptativa. Esses conceitos e técnicas, serão utilizados doravante no restante desta dissertação.

Capítulo 3

Códigos Corretores de Erro

Todo canal corrompe o sinal transmitido, devido ao ruído inerente. Isto faz com que ocorram erros e, assim, a mensagem originalmente transmitida não pode ser reconstruída no receptor. Para tanto, o codificador de canal faz a adição controlada de redundância, para que a mesma possa ser explorada no decodificador de canal, a fim de corrigir erros, se possível.

As técnicas de correção de erros podem ser classificadas em dois grupos: FEC (*Forward Error Correction*), onde se utilizam códigos corretores de erro para fazer a correção no receptor (daí o *forward*), e ARQ (*Automatic Repeat reQuest*), que, na ocorrência de um erro, detectado por um código detetor de erro, emite um pedido de retransmissão da mensagem, ou de parte dela. O melhor desempenho do sistema é atingido utilizando-se ambas as técnicas. Caso não houvesse os códigos corretores de erro, o número de pedidos de retransmissão poderia ser alto, fazendo com que o vazão do sistema caísse demais. Com o uso de códigos corretores de erro, é possível fazer com que a taxa de erro caia a patamares pequenos, de tal forma que o número de retransmissões atinja um ponto aceitável. Contudo, podemos pensar em usar um código bem poderoso para que a taxa de erro caia a valores suficientemente baixos, de forma a tornar praticamente inexistentes os pedidos de retransmissão. Contudo, códigos poderosos exigem uma redundância elevada e, portanto, a taxa de transmissão de dados cai excessivamente. Assim, existe um compromisso entre correção de erro e taxa de retransmissão.

No presente capítulo, temos a intenção de fazer uma breve introdução à Teoria de Codificação de Canal, que é uma vasta área de intensa pesquisa e desenvolvimento de técnicas que objetivam adicionar o mínimo de redundância e obter o máximo de proteção contra erros, buscando ficar dentro de certos limites de recursos computacionais no processo de decodificação[*].

Os códigos corretores de erro podem ser divididos em dois grandes grupos: códigos de bloco e códigos convolucionais. Dentro de cada grupo existe uma vastidão de tipos de códigos, para as mais diversas situações. Apresentaremos a seguir os conceitos básicos de cada grupo, tanto na codificação, como, também, na decodificação.

3.1. Códigos de Bloco

Existem vários tipos de códigos de bloco, que vão dos mais simples, como o de repetição, onde, como o próprio nome diz, um símbolo é transmitido diversas vezes, até códigos extremamente poderosos, como os códigos Reed-Solomon, utilizados, por exemplo, nos CDs.

Contudo, vamos nos ater apenas a códigos lineares e sistemáticos, que são mais simples de serem explicados.

Os códigos de bloco, como o próprio nome diz, são códigos em que a codificação e a decodificação são feitas processando-se blocos de informação. Nesse tipo de código, assim como nos códigos convolucionais, existe a adição de redundância de forma controlada, a fim de utilizá-la para efetuar a detecção e correção de erros. No caso dos códigos de bloco, dizemos que k dígitos de informação, quando codificados, geram n dígitos codificados onde n-k são os dígitos de redundância ou paridade. Diz-se que a taxa R_c do código é dada por $R_c = \dfrac{k}{n}$.

[*] Para maiores informações, recomendamos a leitura das referências [Lin e Costello, 1983][Proakis, 1995][Lee e Merssechimdt, 1994].

Os códigos de bloco operam sobre sistemas algébricos chamados corpos algébricos. Simplificadamente, um corpo é um conjunto de elementos nos quais podem-se realizar as operações de adição, subtração, multiplicação e divisão sem sair do conjunto. A adição e a multiplicação devem satisfazer as propriedades comutativa, associativa e distributiva. Quando assumimos um conjunto de números inteiros $\{0,1,2,...,p\text{-}1\}$, onde p é um número primo, e usamos as operações de adição módulo-p e multiplicação módulo-p, obtemos um conjunto que obedece às condições para ser um corpo, ao qual se dá o nome de *prime field*, ou Galois Field (GF), em homenagem ao seu descobridor. Este corpo é representado por GF(p) e pode ser estendido, sendo sua extensão denominada de GF(p^m), onde m é um número natural. Nos sistemas de comunicação e armazenamento de dados, os corpos GF(2^m) são amplamente usados*. Todas as operações sobre os códigos são feitos sobre GF.

As tabelas 3.1 e 3.2 mostram as funções adição e multiplicação módulo-2

+	0	1
0	0	1
1	1	0

Tabela 3.1. Adição módulo-2

.	0	1
0	0	0
1	0	1

Tabela 3.2. Multiplicação módulo-2

A codificação é feita utilizando-se uma matriz **G** de um código $C(n,k)$. Essa matriz possui dimensão k x n, com k linhas independentes. Existe um teorema que mostra que existe uma matriz **H** de dimensão (n-k) x n, com n-k linhas independentes tal que $\mathbf{GH}^T = \mathbf{0}$. Diz-se que o espaço de linhas de **G** é o espaço nulo de **H**, e vice-versa.

Normalmente, chamamos **G** de matriz geradora pois, ao se multiplicar um vetor de dados **u** com dimensão 1 x k, obtemos uma palavra **v**, pertencente ao código, com dimensão 1 x n. Por sua vez, a matriz **H** é denominada de matriz verificação de paridade por ser ortogonal a **G**. Essa matriz tem a propriedade de que $\mathbf{vH}^T = \mathbf{0}$. Pode-se também inverter os papéis de **G** e **H**, obtendo-se um outro código, mas com uma taxa $R = \dfrac{n-k}{n}$.

Para códigos sistemáticos, **G** possui a seguinte forma:

* Não cabe aqui a demonstração da construção desses corpos e nem as provas de suas propriedades. Para maiores informações, vide [Lin e Costello, 1983].

$$\mathbf{G} = \left[\underbrace{\begin{matrix} p_{00} & p_{01} & \cdots & p_{0,n-k-1} \\ p_{10} & p_{11} & \cdots & p_{1,n-k-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{k-1,0} & p_{k-1,1} & \cdots & p_{k-1,n-k-1} \end{matrix}}_{matriz\ \mathbf{P}_{k\,x(n-k)}} \middle| \underbrace{\begin{matrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{matrix}}_{matriz\ identidade\,\mathbf{I}_{k\,x\,k}} \right] = \left[\mathbf{P}_{k\,x(n-k)} \middle| \mathbf{I}_{k\,x\,k} \right] \tag{2.32}$$

e **H** pode tomar a seguinte forma:

$$\mathbf{H} = \left[\underbrace{\begin{matrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{matrix}}_{matriz\ identidade\,\mathbf{I}_{(n-k)}} \middle| \underbrace{\begin{matrix} p_{00} & p_{10} & \cdots & p_{k-1,0} \\ p_{01} & p_{11} & \cdots & p_{k-1,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{0,k-1} & p_{1,n-k-1} & \cdots & p_{k-1,n-k-1} \end{matrix}}_{matriz\ \mathbf{P}^{T}_{(n-k)\,x\,k}} \right] = \left[\mathbf{I}_{(n-k)} \middle| \mathbf{P}^{T}_{(n-k)xk} \right] \tag{2.33}$$

A razão de se chamarem códigos sistemáticos vem de que a palavra código carrega a mensagem transmitida em parte da palavra e, no restante desta, carrega os dígitos de paridade. A matriz **P** é a matriz que gera os dígitos de paridade através da combinação linear dos dígitos transmitidos.

Define-se como síndrome (**s**):

$$\mathbf{s} = \mathbf{r}\mathbf{H}^{T}\,, \tag{2.34}$$

onde $\mathbf{r} = \mathbf{v} + \mathbf{e}$ é a palavra recebida, sendo que **e** é um padrão de erro com pelo menos um de seus elementos igual a 1. Adicionalmente, é uma característica muito importante da síndrome, que vamos ver mais adiante, permitir realizar o processo de decodificação, pois a esse valor, podemos associar um padrão de erro. A partir de (2.34), temos:

$$\mathbf{s} = \mathbf{r}\mathbf{H}^{T} = (\mathbf{v} + \mathbf{e})\mathbf{H}^{T} = \mathbf{v}\mathbf{H}^{T} + \mathbf{e}\mathbf{H}^{T}$$

mas $\mathbf{v}\mathbf{H}^{T} = \mathbf{0}$. Então:

$$\mathbf{s} = \mathbf{e}\mathbf{H}^{T} \tag{2.35}$$

A equação (2.35) nos diz que há uma relação direta da síndrome com o padrão de erro, o que permite realizar a correção de erro. Contudo, o número de padrões de erro supera o número de síndromes. Existem 2^{k} padrões de erro para cada síndrome. O que se faz é escolher os padrões mais prováveis, a fim de minimizar a probabilidade de erro. No caso de um canal binário simétrico (GF(2)), as seqüências de erro mais prováveis são as que possuem o menor número de dígitos 1.

De (2.35) também já é possível perceber que podem existir padrões de erro que levem à falsa detecção, pois se $\mathbf{eH}^T = \mathbf{0}$, **e** é uma palavra código.

Outro importante parâmetro dos códigos de bloco é a distância mínima, $d_{\min}$. O parâmetro de distância mínima se baseia no conceito de distância de *Hamming*. Este parâmetro determina a capacidade de detecção e correção de erros aleatórios de um código. O peso de *Hamming*, ou simplesmente peso de **v**, denotado por $w(\mathbf{v})$, é (definido como) o número de elementos diferentes de zero. Por exemplo, se $\mathbf{v} = [1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1]$, $w(\mathbf{v}) = 4$. A distância de *Hamming*, definida para GF(2), entre dois vetores, **v** e **w**, é dada por:

$$d(\mathbf{v}, \mathbf{w}) = w(\mathbf{v} + \mathbf{w}) \tag{2.36}$$

Por exemplo, se $\mathbf{v} = [1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1]$ e $\mathbf{w} = [1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0]$, $\mathbf{u}+\mathbf{w} = [0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1]$, então $d(\mathbf{v},\mathbf{w}) = 4$.

Seja então um código de bloco $C(n,k)$. É possível somar quaisquer duas palavras código distintas deste código $C(n,k)$. Assim, definimos a distância mínima de $C(n,k)$ como:

$$d_{\min} = \min\{d(\mathbf{v}, \mathbf{w}) : \mathbf{v}, \mathbf{w} \in C, \mathbf{v} \neq \mathbf{w}\} \tag{2.37}$$

Se $C(n,k)$ é um código de bloco linear, a soma de duas palavras código é também uma palavra código. Segue de (2.36) que a distância de *Hamming* entre duas palavras código é igual a uma terceira palavra código de $C(n,k)$. Desta forma, segue de (2.37) que:

$$\begin{aligned} d_{\min} &= \min\{w(\mathbf{v} + \mathbf{w}) : \mathbf{v}, \mathbf{w} \in C, \mathbf{v} \neq \mathbf{w}\} \\ &= \min\{w(\mathbf{x}) : \mathbf{x} \in C, \mathbf{x} \neq \mathbf{0}\} \end{aligned} \tag{2.38}$$

Esse valor de $d_{\min}$ é utilizado para calcular quantos t bits podem ser corrigidos pelo código:

$$t = \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor \tag{2.39}$$

Vamos agora estabelecer o método de correção através da síndrome. O número de síndromes que representam um padrão de erro é igual $2^{n-k}-1$, pois $\mathbf{s} = \mathbf{0}$ representa o caso onde o padrão de erro é $\mathbf{e} = \mathbf{0}$. Assim, para cada síndrome, escolhemos um padrão de erro que contenha o menor número de dígitos 1, pois isso minimiza a probabilidade de erro obtida pelo código [Lin e Costello, 1983]. O procedimento para a decodificação, corrigindo possíveis erros, consiste dos seguintes passos:

Passo 1: computar a síndrome de **r**, $\mathbf{s} = \mathbf{rH}^T$;

Passo 2: assume-se que o padrão de erro (*coset*) cuja síndrome é igual a $\mathbf{rH}^T$**,** é o padrão de erro causado pelo canal; e

Passo 3: decodificar a palavra recebida **r** fazendo $\mathbf{v} = \mathbf{r}+\mathbf{e}$

O procedimento acima, conhecido como decodificação por síndrome, é um processo de decodificação através de tabela (*look-up table*).

Para ilustrar esse procedimento, vamos tomar como exemplo o código linear de Hamming $C(7,4)$, cujas matriz geradora e matriz verificação de paridade são dadas por:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Para esse código, temos a seguinte tabela verdade (Tabela 3.3):

Síndrome	Padrões de Erro Corrigíveis
[0 0 0]	[0 0 0 0 0 0 0]
[1 0 0]	[1 0 0 0 0 0 0]
[0 1 0]	[0 1 0 0 0 0 0]
[0 0 1]	[0 0 1 0 0 0 0]
[1 1 0]	[0 0 0 1 0 0 0]
[0 1 1]	[0 0 0 0 1 0 0]
[1 1 1]	[0 0 0 0 0 1 0]
[1 0 1]	[0 0 0 0 0 0 1]

Tabela 3.3. Tabela verdade para os padrões de erros corrigíveis do código de Hamming $C(7,4)$.

Suponhamos que a palavra código $\mathbf{v} = [1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1]$ é transmitida e a palavra recebida é $\mathbf{r} = [1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1]$. Então, $\mathbf{s} = \mathbf{rH}^T = [0\ 1\ 1]$ e, pela Tabela 3.3, $\mathbf{e} = [0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0]$. Portanto, a palavra código decodificada é $\mathbf{r}+\mathbf{e} = [1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1] = \mathbf{v}$. Como o código é sistemático, a informação codificada se encontra nos últimos quatro elementos de **v**, $\mathbf{u} = [1\ 0\ 1\ 1]$. Se ocorressem dois erros, o código teria sua capacidade de correção excedida. Este código de Hamming apresenta $d_{\min} = 3$, o que implica que $(d_{\min}-1)/2$ exatamente igual a 1. Isto indica que esse código é capaz de corrigir todos os padrões de erro com distância 0 ou 1. Caso $3<d_{\min}<7$, seria possível corrigir também padrões de erro com 2 bits (distância igual a 2), mas não todos os possíveis padrões , lembrando que buscamos sempre os padrões com o menor número possível de bits 1, a fim de minimizar a probabilidade de erro.

Existe uma subclasse de códigos lineares que são os códigos cíclicos. Estes códigos têm dois importantes atrativos: tanto a codificação como o cálculo da síndrome podem ser feitos por meio de circuitos deslocadores com conexões de realimentação utilizando a operação módulo-2. Não entraremos em detalhes nesse tipo de código, mas diremos apenas que $C(n,k)$ é um código cíclico se um deslocamento cíclico de uma palavra código resulta em outra palavra código de $C(n,k)$. Em [Lin e Costello, 1983] explica-se, longamente, como obter esses códigos e algumas implementações do codificador e decodificador.

Além do código de Hamming, mostrado num exemplo desta seção, existem vários outros códigos lineares como os já citados Reed-Solomon. São códigos potentes, com taxa R elevada em relação a outros códigos, e permitem corrigir vários erros, inclusive erros em rajada*.

Códigos não lineares não são usados freqüentemente, devido ao seu pequeno ganho de desempenho (maior capacidade de correção para um código linear de mesma taxa) em relação aos códigos lineares, sem falar no aumento da complexidade da decodificação.

3.2. Códigos Convolucionais

Os códigos convolucionais foram introduzidos primeiramente por Elias [Elias, 1955] em 1955 como uma alternativa aos códigos de bloco. Em 1961, Wozencraft [Wozencraft e Reiffen, 1961] propõe o processo de decodificação diferencial como uma forma eficaz de se fazer a decodificação. Dois anos depois, Massey [Massey, 1963] propõe uma técnica chamada de decodificação por limiar, que é menos eficiente mas mais simples. Isto tornou possível a implementação prática destes códigos em sistemas de comunicação com e sem fio. Então em 1967, Viterbi [Viterbi, 1967] propõe um esquema de

* As referências [Lin e Costello, 1983] e [Vanstone e Oorschot, 1992] são bons pontos de partida para aqueles que querem se aprofundar nesse tipo de código linear.

decodificação por seqüência de máxima verossimilhança, também conhecido por decodificação de Viterbi, que tinha uma implementação relativamente simples para códigos com pouca memória. Essa técnica, juntamente com uma versão aprimorada do processo de decodificação diferencial, fez com que os códigos convolucionais fossem utilizados em sistemas de comunicação via satélite e comunicação de espaço profundo já no começo da década de 70.

Os códigos convolucionais costumam ser mais comuns que os códigos de bloco, por terem implementação mais simples. Seu desempenho é igual, quando não é maior, ao dos bons códigos de bloco. Tal desempenho é atribuído usualmente à possibilidade de implementação prática do processo de decodificação suave, que também existe para códigos de bloco, mas tem altíssimo custo computacional.

O processo de codificação é feito por meio de deslocadores de registro, que também é utilizado em códigos de bloco (códigos cíclicos). Além disso, com auxílio do método de puncionamento [Cain, 1979], que consiste em se excluir periodicamente algumas saídas do equalizador, a fim de aumentar a taxa do codificador, é possível utilizar um mesmo decodificador para trabalhar com diferentes taxas. É claro que o aumento da taxa tem sua contrapartida pois, ao se excluir algumas saídas do codificador, perde-se em proteção contra erros.

Da mesma forma que os códigos de bloco, os códigos convolucionais também possuem uma representação matricial. Contudo, essa representação leva a uma matriz semi-inifinita, que toma a forma de uma matriz de convolução:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_0 & \mathbf{G}_1 & \cdots & \mathbf{G}_m & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{G}_0 & \mathbf{G}_1 & \cdots & \mathbf{G}_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{G}_0 & \mathbf{G}_1 & \cdots & \mathbf{G}_{m-1} & \mathbf{G}_m \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \end{bmatrix} \tag{2.40}$$

onde os $\mathbf{G}_i$'s são matrizes k x n cujos elementos especificam se os registradores de deslocamento estão conectados, representados por 1, ou não conectados, representados por 0, aos somadores módulo-2. O índice m em (2.40) é o número de memórias do maior registrador de deslocamento. O valor de k determina quanto bits entram no codificador por iteração e n determina quantos bits saem por iteração. Então, a razão $R_c = \frac{k}{n}$ determina a taxa do código.

Por exemplo, a Figura 3.1 mostra um codificador convolucional (n,k,m) com m = 2, k = 1, n = 2, $\mathbf{G}_0 = [1\ 1]$, $\mathbf{G}_1 = [0\ 1]$ e $\mathbf{G}_2 = [1\ 1]$. Já a Figura 3.2 mostra um código (3,2,1) com $\mathbf{G}_0 = \begin{bmatrix} 1\ 0\ 1 \\ 0\ 1\ 1 \end{bmatrix}$ e $\mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} 1\ 1\ 1 \\ 1\ 0\ 0 \end{bmatrix}$. Neste caso, a primeira linha determina quais conexões devem ser feitas em cada somador módulo-2, a partir do registro superior, e a segunda linha mostra quais conexões são feitas a partir do registo inferior.

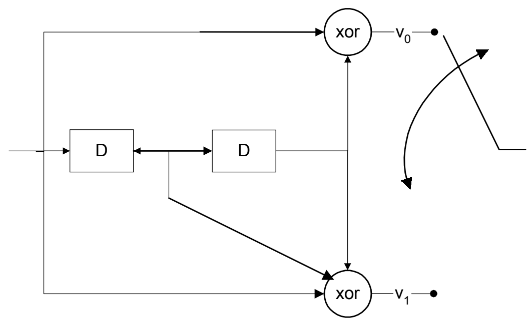


Figura 3.1. Codificador convolucional (2,1,2)

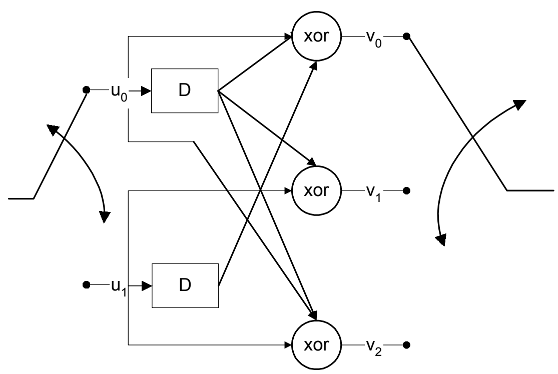


Figura 3.2. Codificador convolucional (3,2,1)

Uma outra representação usualmente encontrada na literatura é a que faz referência à resposta impulsiva (**g**) de cada saída do codificador. Assim, a resposta impulsiva do codificador da Figura 3.1 é dada por:

$$\mathbf{g}^{(0)} = [1 \quad 0 \quad 1]$$
$$\mathbf{g}^{(1)} = [1 \quad 1 \quad 1]$$

onde $\mathbf{g}^{(k)}$ é resposta impulsiva da saída v_k. No caso do codificador da Figura 3.2, a resposta impulsiva é dada por:

$$\mathbf{g}_0^{(0)} = [1 \quad 1] \quad \mathbf{g}_0^{(1)} = [0 \quad 1] \quad \mathbf{g}_0^{(2)} = [1 \quad 1]$$
$$\mathbf{g}_1^{(0)} = [0 \quad 1] \quad \mathbf{g}_1^{(1)} = [1 \quad 0] \quad \mathbf{g}_1^{(2)} = [1 \quad 0]$$

onde $\mathbf{g}_l^{(k)}$ é a resposta impulsiva da saída v_k e l se refere a entrada u_l. Normalmente, a resposta impulsiva é representada na forma octal, por ser mais compacta.

Os códigos convolucionais não apresentam uma estrutura algébrica bem definida como os códigos de bloco, e são denominados de códigos probabilísticos, ao contrário dos códigos de bloco que são denominados códigos algébricos [Palazzo, 1998].

A representação mais usual para códigos convolucionais é a máquina de estados finitos do tipo Mealey ou Moore. Esta representação pressupõe a definição de estado e de uma função saída entre os estados. Em geral, a definição de estado está ligada ao conteúdo das memórias e a função saída é dada pelos valores presentes nas saídas do codificador. Assim, a máquina de estado do codificador representado na Figura 3.1 possui a seguinte representação:

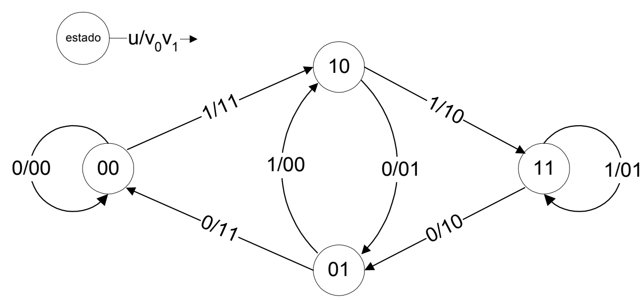


Figura 3.3. Representação do código convolucional da Figura 3.1 na forma de máquina de estados.

Outra representação do código convolucional, utilizada no decodificador de Viterbi, é a representação em treliça, mostrada na Figura 3.4.

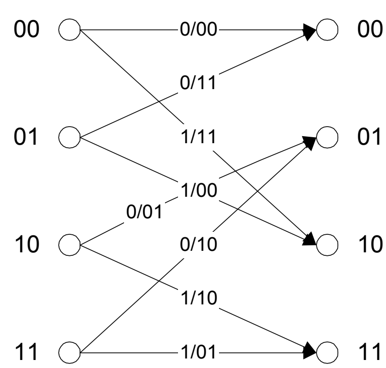


Figura 3.4. Representação na forma de treliça do código da Figura 3.1.

Uma das propriedades que determina o desempenho dos códigos convolucionais é a distância do código. Existem várias medidas de distância, mas iremos nos ater somente à mais importante e mais usada, que é a mínima distância livre (d_{free}):

$$d_{free} \triangleq \min\left\{d(\mathbf{v}', \mathbf{v}''): \mathbf{u}' \neq \mathbf{u}''\right\} \tag{2.41}$$

onde $\mathbf{v}'$ e $\mathbf{v}''$ são respectivamente as palavras códigos resultantes da codificação das seqüências $\mathbf{u}'$ e $\mathbf{u}''$. Assumimos que as palavras $\mathbf{u}'$ e $\mathbf{u}''$ possuem o mesmo tamanho. Caso contrário, zeros são adicionados na seqüência que possui menor tamanho, de forma a igualá-las.

Como o código é linear, podemos definir d_{free} como:

$$\begin{aligned} d_{free} &= \min\left\{w(\mathbf{v}' + \mathbf{v}''): \mathbf{u}' \neq \mathbf{u}''\right\} \\ &= \min\left\{w(\mathbf{v}): \mathbf{u} \neq \mathbf{0}\right\} \\ &= \min\left\{w(\mathbf{uG}): \mathbf{u} \neq \mathbf{0}\right\} \end{aligned} \tag{2.42}$$

Portanto, d_{free} é a palavra com menor peso, gerada por uma seqüência que não seja composta somente de zeros.

Uma técnica para obter d_{free} é gerar a função de transferência do código. A sua obtenção é feita por meio de grafos e da regra de Mason [Mason e Zimmermann, 1960]. Além de d_{free}, podemos obter outras informações que são importantes ferramentas conceituais e são usadas na aquisição dos limites de desempenho, na decodificação de máxima verossimilhança. Contudo, foge do escopo desta dissertação apresentar maiores detalhes da referida técnica, dada sua extensão[*].

Além disso, a obtenção da função de transferência se torna impraticável quando o número total de memórias do codificador excede 4 ou 5. Entretanto, é possível estimar d_{free} através do próprio diagrama de transições, ou da treliça do código. Na Figura 3.5 é mostrado um exemplo, utilizando o código da Figura 3.1.

Na Figura 3.5 está representado em negrito o caminho de menor peso que diverge e retorna ao estado 00. De (2.42), esse caminho possui d_{free} = 5. Observamos que, inicialmente, não são realizadas todas as transições, pois se assume que a memória inicialmente está preenchida por zero e, por isso, só há a transição que se origina do estado 00. Na segunda iteração, podem ocorrer transições tanto nos estados 00 e 10, pois tanto 0 ou 1 podem ser codificados. Na terceira iteração, a treliça entra em regime, onde todas as transições são possíveis.

[*] A referência [Lin e Costello, 1983] apresenta um bom tutorial sobre o assunto.

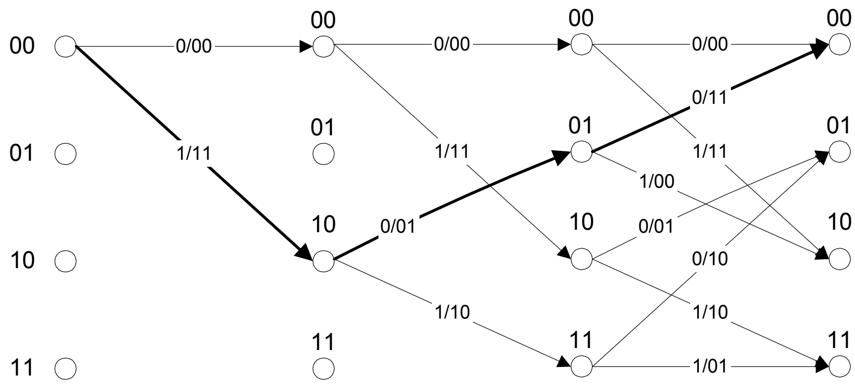


Figura 3.5. Obtenção do caminho de menor distância

Ainda, existe um tipo de código convolucional chamado código catastrófico. Esse tipo de código pode gerar infinitos erros a partir de um número finito de erros provocados pelo canal. Desse fato, diz-se que o código está sujeito a uma propagação de erro catastrófica quando se utiliza a decodificação por máxima verossimilhança, daí o nome código catastrófico. Um código é catastrófico se, e somente se, algum outro estado diferente do estado **0** possuir um *loop* com saída com bits zero. Por exemplo, o código $C(2,1,2)$ dado por $\mathbf{g}^{(0)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ e $\mathbf{g}^{(1)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ é um código catastrófico. A Figura 3.6 mostra o diagrama de estados do código.

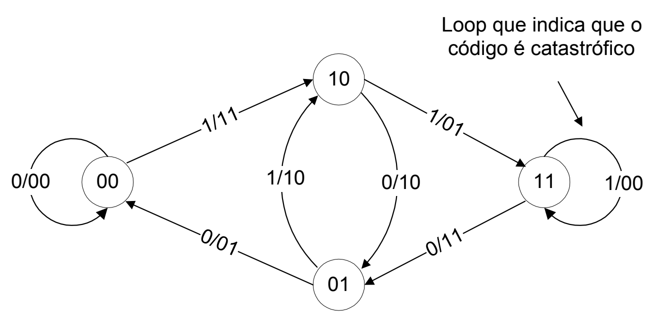


Figura 3.6. Máquina de estados de um código catastrófico

Tabelas com codificadores para diversas taxas podem ser encontradas em vários autores, como, por exemplo, [Proakis, 1995] e [Lin e Costello, 1983].

3.3. Modulação Codificada por Treliça

A proteção contra erros obtida através dos códigos vem com a adição de redundância, o que torna necessário uma expansão de faixa na razão inversa da taxa do código, sem falar num aumento da complexidade do receptor. Com relação à potência utilizada no transmissor, pode haver uma redução, possibilitada pela proteção obtida pelos códigos, desde que se mantenha a mesma taxa de erro do sistema sem codificação; alternativamente, mantendo-se a mesma potência, é possível obter taxas de erro menores. Assim, a codificação é um modo de se trocar potência do transmissor por mais faixa e complexidade adicional no receptor. Esta situação se aplica a sistemas de comunicação digital que operam numa região de potência limitada, onde a razão da taxa de transmissão (R) pela largura da faixa (W) é inferior a 1 ($R/W<1$). A essa razão se dá o nome de eficiência espectral.

Contudo, existem sistemas em que o aumento de faixa não é viável, dado o custo da utilização do espectro (sistemas sem fio), ou, até mesmo, é impossível por restrições impostas pelas leis que regulamentam determinado meio de comunicação. Nesses sistemas, é preciso utilizar modulações multinível e/ou multifase, como, por exemplo, *pulse amplitude modulation* (PAM), *M-ary phase-shift keying* (M-PSK) e *quadrature amplitude modulation* (QAM). Com essas modulações, é possível trabalhar com $R/W>1$. Contudo, quando adicionamos codificação, queremos obter proteção contra erro sem aumento de faixa, dada a existência de uma restrição sobre esta.

Por exemplo, consideremos um sistema que utilize uma modulação 4-PSK não codificada, cuja eficiência espectral é de 2 (bits/s)/Hz e a probabilidade de erro é de 10^{-6} para uma certa SNR. Para diminuir essa SNR, mantendo a mesma taxa de erro, é preciso utilizar códigos, mas sem expandir a faixa. Se escolhermos um código de taxa $R = 2/3$, é preciso ter agora 8 símbolos distintos (3 bits por símbolo), em vez de 4 símbolos distintos (2 bits por símbolo). Vamos escolher, por exemplo, a modulação 8-PSK, que satisfaz a condição imposta de 3 bits por símbolo. Assim, esta modulação em conjunto com o código possui a mesma taxa de dados do sistema não codificado com 4-PSK. Contudo, ao se utilizar a modulação 8-PSK, ela demanda um aumento de aproximadamente 4 dB na potência do símbolo, com a finalidade de manter a mesma taxa de erro da 4-PSK. Desta forma, a codificação tem de sobrepujar esses 4 dB, a fim de que se tenha algum benefício.

Se a modulação é tratada à parte do processo de codificação, o uso de códigos poderosos (por exemplo, códigos convolucionais com muita memória) se faz necessário, para compensar as perdas da expansão do número de símbolos e ainda prover um ganho de codificação significativo, a fim de justificar o aumento da complexidade no receptor. Por outro lado, se a modulação é levada em conta no processo de codificação, visando aumentar a distância euclidiana entre pares de símbolos codificados, a perda resultante da expansão do número de símbolos é facilmente reposta. Além disso, um ganho considerável de codificação pode ser alcançado com códigos relativamente simples.

A questão fundamental de como se integrar codificação e modulação está em como mapear os bits codificados nos símbolos da modulação, fazendo com que a distância euclidiana mínima seja maximizada. Tal método, desenvolvido por Ungerboeck [Ungerboeck, 1982], em 1982, se baseia no princípio do mapeamento por partição de conjunto. Vamos descrever abaixo um exemplo clássico desse método, utilizando uma modulação 8-PSK*.

A partição da constelação da modulação 8-PSK está mostrada na Figura 3.7, em subconjuntos, onde há um aumento da distância euclidiana mínima em relação ao subconjunto anterior. Os oito símbolos da constelação estão sobre um círculo de raio $\sqrt{\mathcal{E}}$, onde $\mathcal{E}$ é a energia do símbolo. A distância mínima dessa constelação é $d_0 = \sqrt{\left(2-\sqrt{2}\right)\mathcal{E}}$. Na primeira partição, os oito pontos são subdivididos em dois subconjuntos de quatro pontos cada, tal que a distância mínima aumenta e passa a ser $d_1 = \sqrt{2\mathcal{E}}$. Na segunda partição, cada um dos dois subconjuntos é dividido em dois subconjuntos de dois pontos, cuja distância mínima passa a ser $d_2 = 2\sqrt{\mathcal{E}}$. Isto resulta em quatro subconjuntos de dois pontos cada. Finalmente, o último estágio do particionamento leva a oito subconjuntos, cada qual com apenas um único ponto. Agora, falta gerar um código e mapear os bits codificados aos respectivos símbolos.

Neste exemplo, o particionamento foi levado até um subconjunto onde existe apenas um único símbolo. Em geral, isto não é necessário. O grau ao qual a constelação é

* Maiores explicações podem ser vistas em [Proakis, 1995].

particionada depende das características do código. Geralmente, o processo de codificação ocorre como ilustra a Figura 3.8.

Na Figura 3.8, os k_1 bits geram n bits codificados enquanto k_2 bits são deixados sem codificação. Então, os n bits são usados para selecionar um dos 2^n subconjuntos possíveis. Os k_2 bits são usados para selecionar um símbolo dos 2^{k_2} símbolos de cada subconjunto. Podem existir casos onde todos os bits são codificados, ou seja, $k_2 = 0$.

Tanto códigos de bloco como códigos convolucionais podem ser utilizados em conjunto com a técnica de particionamento. Em geral, utilizam-se códigos convolucionais (daí o nome modulação codificada por treliça) que conseguem ganhos equivalentes aos códigos de bloco e ainda dispõem de uma implementação relativamente simples para decodificação utilizando decisão suave.

Na Figura 3.9, estão representados um codificador, sua treliça e o mapeamento dos bits, visando utilizar modulação 8-PSK. No exemplo da Figura 3.9, utilizamos um codificador convolucional de taxa ½ para codificar dois bits e o terceiro é deixado sem codificação ($k_1 = 2$ e $k_2 = 1$). Os bits v_0 e v_1, que saem do codificador, são usados para selecionar um dos quatro subconjuntos. O bit v_2 é utilizado para selecionar um dos dois símbolos do subconjunto.

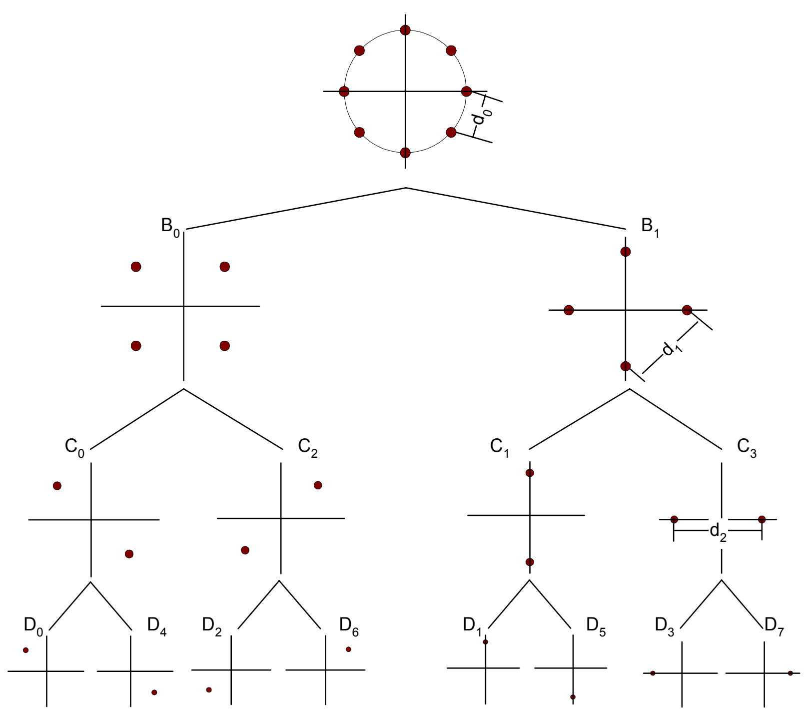


Figura 3.7. Particionamento de conjunto de uma constelação 8-PSK

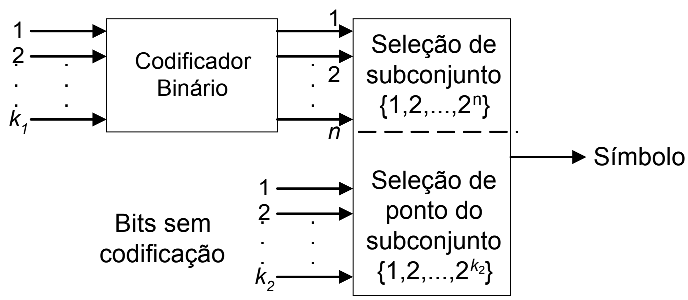


Figura 3.8. Estrutura da combinação codificador e modulador.

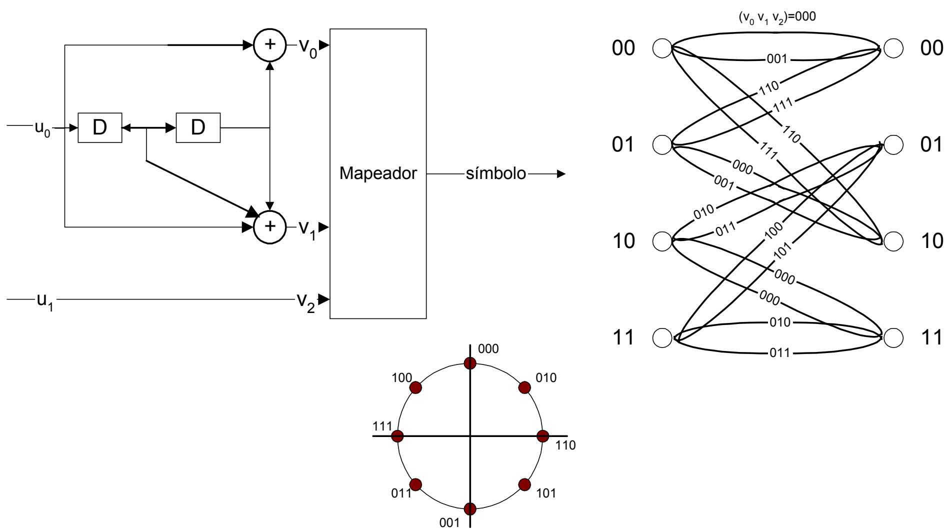


Figura 3.9. Exemplo de modulação codificada para modulação 8-PSK

A distância euclidiana mínima da modulação não codificada QPSK é de $\sqrt{2\mathcal{E}}$. Já a treliça apresenta como distância euclidiana mínima $d_2 = 2\sqrt{\mathcal{E}}$. Esta é a distância que separa dois caminhos que divergem de um mesmo estado e voltam a ele, que nesse caso é a distância entre transições paralelas. Notemos que essa é a codificação de quatro estados possuindo a maior distância euclidiana mínima. Em relação à modulação não codificada QPSK, esse sistema TCM 8-PSK apresenta um ganho de aproximadamente 3 dB. Valores maiores são possíveis, desde que se utilizem mais estados, podendo chegar até 6 dB com 256 estados.

Existem regras heurísticas que guiam o mapeamento dos bits:

(a) Atribuir transições paralelas (quando ocorrerem) a símbolos que são separados pela maior distância euclidiana possível. Por exemplo, $d_2 = 2\sqrt{\mathcal{E}}$ para a modulação 8-PSK.

(b) Maximizar a distância entre transições que se originam num estado ou terminam num mesmo estado.

(c) Utilizar todos os símbolos com mesma freqüência.

Essas regras não geram necessariamente uma condição de otimalidade. A referência [Lee e Messerchmitt, 1994] mostra uma abordagem mais sistemática baseada em *cosets* de treliça.

A decodificação é feita utilizando-se o algoritmo de Viterbi com decisão suave. Como métrica, adota-se a distância euclidiana entre o símbolo esperado e o sinal recebido, ou seja, $métrica = \left| sinal\ recebido\ -\ símbolo\ esperado \right|^2$.

A técnica de modulação codificada é largamente utilizada. Implementações práticas desta técnica são adotadas em vários sistemas, como, por exemplo, comunicações via satélite e modem de linha telefônica.

Implementações de modulações codificadas invariantes à fase (rotações de 90 graus) foram também desenvolvidas para esse tipo de técnicas e utilizadas, por exemplo, no padrão de modem V. 32. Contudo, tais técnicas possuem desempenho inferior a modulações codificadas sensíveis à rotação de fase*.

3.4. Conclusão

O presente capítulo abrangeu dois tipos de códigos: códigos de bloco e código convolucional. Como o próprio nome diz, o primeiro realiza tanto a codificação como a decodificação por blocos, através de uma tabela de *look-up*. Já o segundo utiliza um codificador convolucional para realizar o processo de codificação e um detetor de seqüência de máxima verossimilhança (Viterbi) para proceder a decodificação. Mostramos alguns parâmetros de desempenho para ambas as técnicas. Também mostramos a técnica de modulação codificada por treliça, que é capaz de aumentar a proteção contra ruído, sem aumentar a faixa de transmissão. No próximo capítulo, apresentaremos técnicas que utilizam das propriedades corretoras de erro dos códigos de canal para aumentar a robustez de equalizadores adaptativos.

---

* Recomendamos que para maiores detalhes sobre modulação codificada, o leitor deve procurar as referências [Proakis].

Capítulo 4

Combinação de Equalização Adaptativa e Códigos Corretores de Erro

A demanda por sistemas de comunicação confiáveis e com taxas elevadas requer a utilização de técnicas de equalização, para supressão de interferência, e de códigos corretores de erro, a fim de atingir baixas taxas de erro. Usualmente, essas técnicas são exploradas separadamente, sem que haja associação entre elas.

A utilização conjunta de ambas as técnicas pode trazer benefícios recíprocos. A idéia consiste em explorar a capacidade de correção de erro do código com a intenção de tornar mais robusto o equalizador e/ou o processo de adaptação. Desse modo, o equalizador gera estimativas mais confiáveis do sinal transmitido melhorando, por conseguinte, o funcionamento do decodificador. Existe uma grande variedade de propostas de utilização conjunta de equalização e decodificação. Neste capítulo, mostraremos algumas das possíveis técnicas mais representativas.

4.1. Técnicas Conjuntas de Utilização de Equalização Adaptativa e Códigos Corretores de Erro

Algumas técnicas visam somente aplicar o processo de correção de erros na adaptação dos algoritmos, utilizando a saída do decodificador para gerar uma referência mais confiável para os algoritmos adaptativos. Outras, além de fazerem isso, utilizam estruturas recursivas no processo de filtragem, onde a obtenção de sinais mais confiáveis tendem a melhorar mais ainda o desempenho.

Um complicador na implementação de técnicas conjuntas é a existência do processo de *interleaving* ou entrelaçamento. Essa técnica consiste em entrelaçar os dados, ou símbolos no caso de modulação codificada, antes da transmissão, e desentrelaçá-los antes da decodificação. Esse processo visa tornar surtos de erros provocados, por exemplo, por ruído impulsivo ou desvanecimento profundo, parecidos com erros aleatórios, que ocorrem num canal AWGN (*Additve White Gaussian Noise*). Isto é motivado pelo fato de que a maioria dos códigos é projetada para canais do tipo AWGN, ou seja, os erros devem ocorrer de forma descorrelacionada. Além disso, esses códigos são normalmente projetados para lidarem com ruído branco. Ao se filtrar o sinal recebido, o ruído se torna colorido. Todavia, ao se desentrelaçar o sinal filtrado, o ruído é descorrelacionado, aumentando o desempenho do código. Vale ressaltar que a técnica de entrelaçamento quebra a memória do canal, impondo certas limitações aos tipos de estruturas e algoritmos que podem ser utilizados. Sem a técnica de entrelaçamento, a utilização conjunta é, de certa forma, facilmente extensível à maioria das técnicas de equalização existentes.

Algumas técnicas que levam em conta o entrelaçamento do sinal e a realimentação do código na estrutura são abordadas por [Eyuboglu, 1988], [Zhou *et al.*, 1990], [Roumy *et al.*, 1999] e [Langlais *et al.*, 2000]. As referências [Eyuboglu, 1988] e [Zhou *et al.*, 1990] utilizam uma versão diferente do DFE, chamada de *noise predictive DFE* em conjunto com um decodificador para sistema TCM ou BCM (*Block Coded Modulation*). Diferentemente do DFE convencional, que necessita de atraso zero no processo de decisão, essa estrutura admite atrasos neste processo, possibilitando o uso do entrelaçador. Contudo, ela não possui o mesmo desempenho do DFE convencional quando o número de coeficientes é finito. Além disso, essa técnica impõe um atraso no processo de decodificação, sendo que nem sempre isso é possível. Apesar de tudo, essa técnica conjunta consegue fazer com que a estrutura se aproxime consideravelmente (2 dB) do desempenho do DFE ideal, que não possui propagação de erro. Essas referências só fazem a análise das taxas de erro, uma vez que sempre assumem treinamento. Uma análise do efeito da convergência dessa estrutura, ou do rastreamento de variações do canal ainda não existe na literatura.

Uma técnica que tem sido bastante estudada e apresenta resultados interessantes é a *turbo-equalização* [Roumy *et al.,* 1999][Langlais *et al.*, 2000]. O termo turbo vem da técnica de turbo-decodificação [Berrou *et al.*, 1993]. Essa técnica baseia-se no reprocessamento do sinal decodificado. Daí, a analogia com a técnica de turbo alimentação utilizada nos motores a combustão. O sinal recebido é desentrelaçado e decodificado sucessivas vezes, através de um decodificador MAP (*Maximum A Posteriori*) com saída suave. Após várias iterações, o processo de decodificação é suspenso, pois o sistema chega a um ponto em que não é mais possível corrigir erros. Essa técnica é atualmente a que mais se aproxima do limite teórico de desempenho [Shannon, 1948] e esta é a principal razão de estar tão em voga atualmente. O processo de turbo-equalização é feito seguindo os passos apresentados na Figura 4.1.

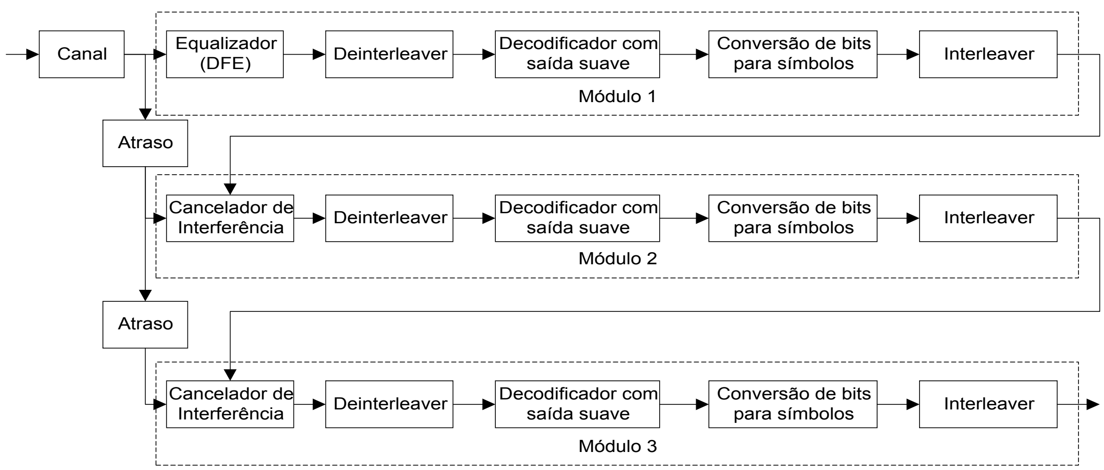


Figura 4.1. Turbo-equalizador

Normalmente, utiliza-se um DFE como equalizador na primeira iteração (módulo 1). Nas demais iterações, utiliza-se o que se chama de cancelador de interferência (Figura 4.2). Essa estrutura é composta de um filtro casado $P(z)$ com o canal e de um filtro $Q(z)$ que remove a IIS. O filtro $Q(z)$ remove a IIS do símbolo presente utilizando símbolos passados e futuros, obtidos do decodificador. Caso não hajam erros nos símbolos utilizados por $Q(z)$, a IIS pode ser retirada completamente, e o desempenho se aproxima muito do canal AWGN com codificação. Em ambas referências assume-se que o canal está perfeitamente estimado.

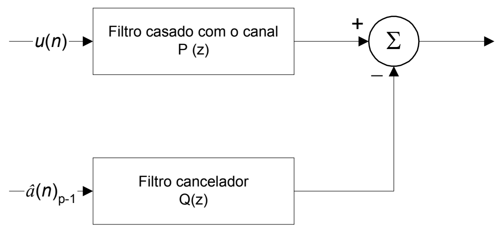


Figura 4.2. Cancelador de Interferência

Uma outra forma de equalização e decodificação conjunta é a junção da treliça do MLSE equalizador com o MLSE decodificador, resultando no que é usualmente chamado de super-treliça. Esta técnica é utilizada, por exemplo, por [Kubo *et al.*, 1995], [Raheli *et al.*, 1995], [Georgoulakis e Theodoridis, 1999] e [Vitetta e Taylor, 1995]. Os dois primeiros utilizam um estimador de canal para cada caminho sobrevivente da treliça, o que é usualmente chamado de PSP (*Per-Survivor Processing*) [Raheli *et al.*, 1991]. Isso permite um melhor rastreamento do canal, além de ser possível realizar equalização cega [Raheli *et al.*, 1995]. Vale ressaltar que tanto em [Kubo *et al.*, 1995], como [Raheli *et al.*, 1995] não avaliam a convergência dos algoritmos e estruturas, mas apenas geram curvas de taxa de erro de bit. A última referência, [Georgoulakis e Theodoridis, 1999], não utiliza PSP, mas modifica a métrica do MLSE para lidar com não linearidades do canal. Além disso, ela também utiliza uma técnica de redução de estados, a fim de reduzir o custo computacional a níveis aceitáveis. A referência [Vitetta e Taylor, 1995] é semelhante às duas primeiras, mas, nela, deriva-se uma técnica capaz de lidar com entrelaçamento. A técnica está representada na Figura 4.3.

O processo é feito em dois estágios. O primeiro utiliza um MLSE com amostragem fracionária (MSVR) para realizar a estimação do canal. Essa estimação (CSI) é processada por um desentralaçador e utilizada no processo de decodificação.

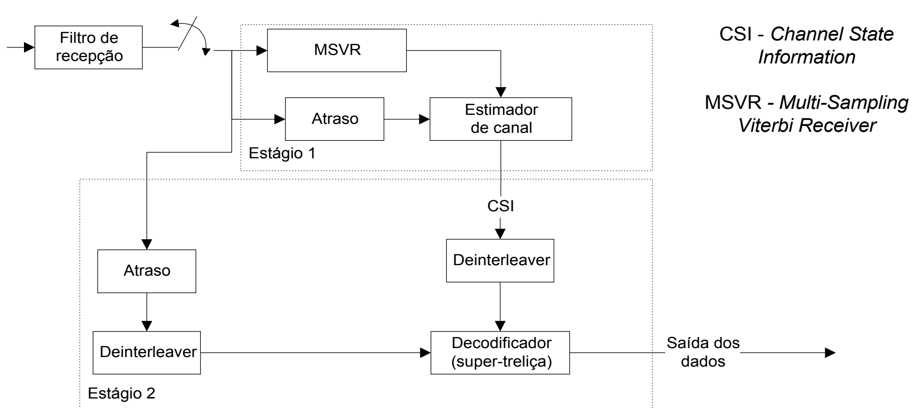


Figura 4.3. Técnica de [Vitetta e Taylor, 1995]

Quando se utiliza códigos de bloco, normalmente empregam-se técnicas iterativas, que lembram a técnica de turbo-equalização, como é o caso de [Holdsworth *et al.*, 2001], cuja técnica está representada na Figura 4.4. Esta técnica processa os dados como um equalizador normal. Depois, os dados são decodificados, recodificados e modulados, de modo a regenerar os símbolos transmitidos. Em seguida, esses símbolos regenerados são reprocessados no DFE. Chamamos a atenção para dois fatos: o primeiro é que não é preciso refazer o processamento dos sinais recebido no FFF e, em segundo, essa técnica pode admitir a utilização de entrelaçador.

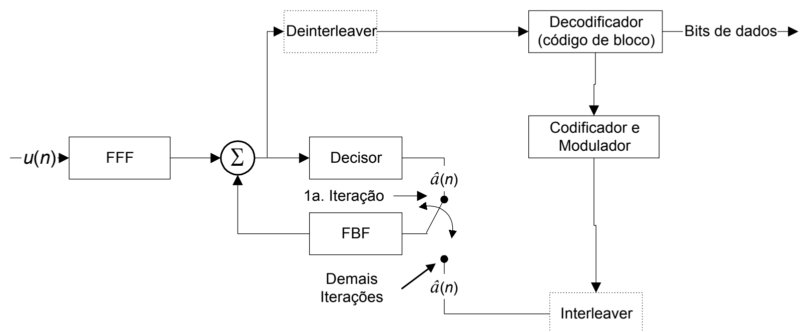


Figura 4.4. Técnica de [Holdsworth *et al.*, 2001].

Uma outra proposta que se mostra bastante interessante pela inexistência do aumento do custo computacional é a de [Ariyavisitakul e Durant, 1998]. Nela, utiliza-se um equalizador do tipo DFE com um decodificador TCM, diferindo das de [Eyuboglu, 1988] e [Zhou *et al.*, 1990], pois [Ariyavisitakul e Durant, 1998] não utiliza entrelaçador. A Figura 4.5 mostra o esquema da técnica.

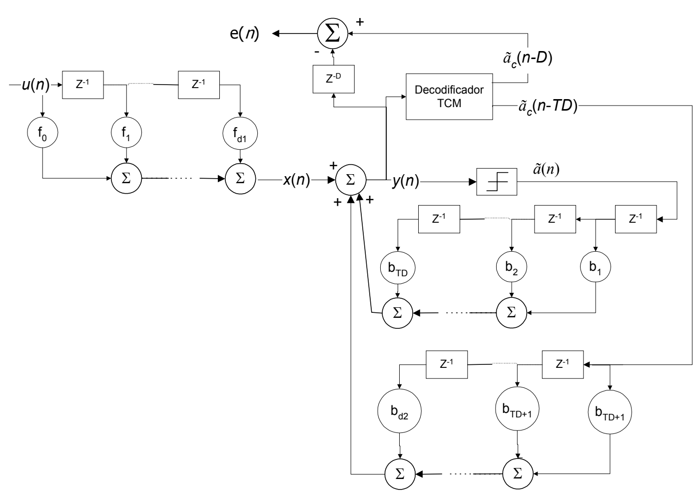


Figura 4.5. DFE em conjunto com decodificador TCM [Ariyavisitakul e Durant, 1998].

Nessa técnica, o filtro de realimentação é repartido em dois filtros: um com *TD* coeficientes e outro com d_2-*TD* coeficientes. A justificativa é a de alimentar o filtro de realimentação com símbolos regenerados a partir do decodificador TCM. Como esse decodificador funciona com o algoritmo de Viterbi, quanto maior o atraso, maior a confiabilidade. A proposta apresentada em [Ariyavisitakul e Durant, 1998] chegou através de simulações, a um valor de *TD* igual a memória do codificador.

A mesma referência também propõe a utilização de um decisor suave no lugar do decisor abrupto, como aproximação do critério *MAP* (*Maximum A Posteriori*). Essa aproximação leva em conta apenas a observação atual de $u(n)$, ao invés de levar toda a seqüência transmitida. Assim, de [Ariyavisitakul e Durant, 1998], temos:

$$\hat{a}(n) = \tanh\left(\gamma \ \mathrm{Re}\left(y(n)\right)\right) + i \tanh\left(\gamma \ \mathrm{Im}\left(y(n)\right)\right) \tag{4.1}$$

O valor de γ requer o conhecimento da relação sinal-ruído-mais-IIS. Isso é uma desvantagem da técnica, mas pode-se selecionar um valor conservador que gere resultados satisfatórios.

Os resultados obtidos com esta estrutura são bastante motivantes, conseguindo obter um desempenho próximo do DFE perfeito, no sentido que não existe realimentação de erros no filtro de realimentação.

Além disso, essa técnica não demanda nenhum custo computacional extra, visto que os símbolos regenerados podem ser obtidos diretamente do processo de decodificação, sem que seja necessário, por exemplo, como em [Holdsworth *et al*., 2001], refazer o processo de codificação e novas iterações.

A impossibilidade de utilizar o entrelaçador reduz as possibilidades de aplicação dessa técnica, mas existem sistemas, como por exemplo, o sistema de HDTV americano, que utiliza TCM sem o entrelaçador.

Pela simplicidade de implementação e pelos bons resultados apresentados, escolhemos essa técnica para explorar no restante desta dissertação, incluindo as questões de convergência em adaptação autodidata. Vale ressaltar que isso não foi abordado em [Ariyavisitakul e Durant, 1998].

Aproveitamos para introduzir uma diferença na estrutura apresentada por [Ariyavisitakul e Durant, 1998]. Percebemos que símbolos regenerados pelo decodificador, mesmo com atraso zero, são mais confiáveis que os símbolos gerados pelo decisor. Para tanto, a Figura 4.6 mostra, para um canal AWGN, a comparação entre a probabilidade de erro de símbolo do decisor e do decodificador para diversos atrasos.

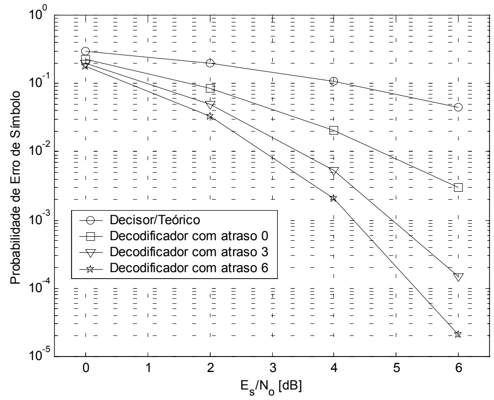


Figura 4.6. Comparação da probabilidade de erro de símbolo entre o decisor e o decodificador.

Assim, propomos uma nova estrutura, mostrada na Figura 4.7.

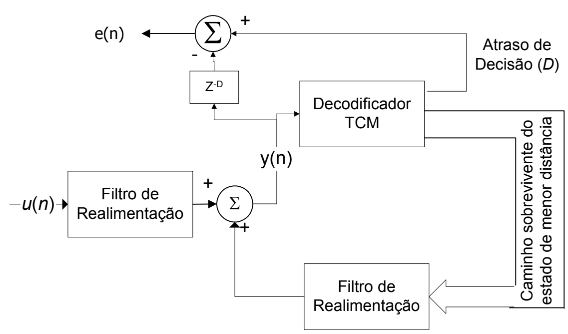


Figura 4.7. Nova proposta de utilização conjunta do DFE e decodificador TCM

Nessa nova proposta, o vetor de entrada do filtro de realimentação é obtido a partir do caminho sobrevivente do estado do decodificador de menor distância. Isso possibilita utilizar sempre o melhor atraso possível na alimentação do filtro de realimentação. Como veremos no capítulo seguinte, essa técnica provê melhor desempenho que a técnica de [Ariyavisitakul e Durant, 1998], sem que haja aumento do custo computacional.

Essa nova proposta pode ser vista como uma simplificação da estrutura DDFSE [Hallen e Heegard, 1989]. Esta técnica foi proposta inicialmente como uma simplificação do MLSE, onde se utiliza um DFE para truncar a memória do canal vista pelo MLSE. Dessa forma, é possível reduzir o número de estados do MLSE. O DFE utiliza como vetor de entrada o caminho sobrevivente do estado de onde advém o ramo da treliça. Seja então M-1 a memória do canal e ϕ a memória do MLSE, tal que $\phi < M$-1. Seja ainda

$\mathbf{s}_{\Psi_k} = \begin{bmatrix} a_{n-1} & a_{n-2} & \cdots & a_{n-M+1} \end{bmatrix}$ o caminho sobrevivente associado ao Ψ_k estado. Podemos decompor esse caminho em $\mathbf{z}_{\Psi_k} = \begin{bmatrix} a_{n-1} \; a_{n-2} \cdots a_{n-\phi} \end{bmatrix}^T$ e $\mathbf{v}_{\Psi_k} = \begin{bmatrix} a_{n-\phi-1} \; a_{n-\phi-2} \cdots a_{n-\mathrm{M}+1} \end{bmatrix}^T$, tal que o caminho $\mathbf{v}_{\Psi_k}$ é o vetor de entrada do filtro de realimentação cujos coeficientes são representados por $\mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & \cdots & b_{\phi-\mathrm{M}+1} \end{bmatrix}^T$. Desta forma, a distância acumulada do estado Ψ_l é dado por:

$$d^2(\Psi_l) = \min_k \left\{ \left| x(n) - g(\Psi_l, \Psi_k) + \mathbf{b}^H \mathbf{v}_{\Psi_k} \right|^2 + d^2(\Psi_k) \right\} \tag{4.2}$$

onde

$g(\Psi_l, \Psi_k) = \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{a}_{\Psi_l, \Psi_k}$ é a estimativa do sinal recebido;

$\hat{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_0 & \hat{h}_1 & \cdots & \hat{h}_\phi \end{bmatrix}^T$ é a estimativa do canal; e

$\mathbf{a}_{\Psi_l, \Psi_k} = \begin{bmatrix} a_{\Psi_l} & \mathbf{a}_{\Psi_k} \end{bmatrix}^T$ é a composição do símbolo referente ao ramo que vai do estado Ψ_k para Ψ_l (a_{Ψ_l, Ψ_k}) e dos demais ϕ símbolos representados por $\mathbf{a}_{\Psi_k} = \begin{bmatrix} a_{\Psi_k}(n-1) & a_{\Psi_k}(n-2) & \cdots & a_{\Psi_k}(n-\phi) \end{bmatrix}^T$, que são os símbolos que caracterizam o estado Ψ_k.

A mesma referência também vê que é possível utilizar a técnica para sistemas TCM. Nesse caso, assume-se que $\phi = 0$, ou seja, a treliça só contém os estados utilizados para realizar a decodificação do sistema TCM. Assim, o DFE alimentado pelo caminho sobrevivente de cada estado Ψ_k da treliça é utilizado para eliminar a IIS. Aí reside a diferença da técnica por nós proposta, que utiliza somente o caminho sobrevivente do estado de menor distância acumulada. Representamos a técnica de [Hallen e Heegard, 1989] na Figura 4.8.

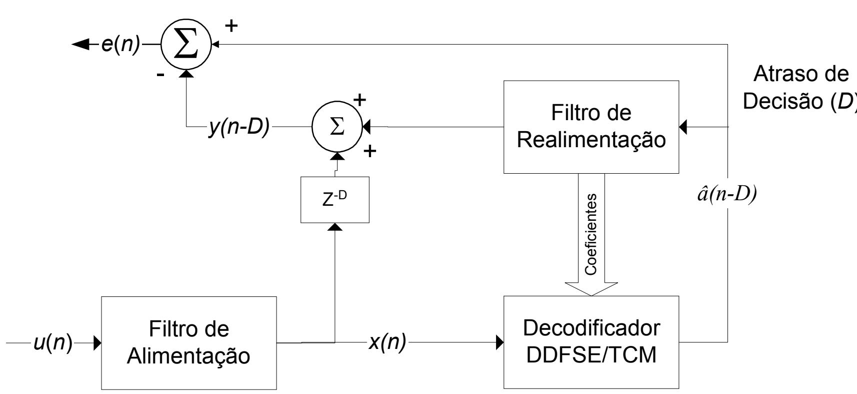


Figura 4.8. Proposta do DDFSE

A DDFSE possui um desempenho superior, como veremos nas simulações, mas resulta num custo computacional maior. Ela deve realizar a operação $\mathbf{b}^H \mathbf{v}_{\Psi_k}$ para todos os estados da treliça, uma vez que cada estado possui um caminho sobrevivente. A nossa proposta só faz isso uma única vez.

4.2. Conclusão

O presente capítulo apresentou algumas propostas de utilização conjunta de equalização adaptativa e códigos corretores de erro. Buscamos mostrar algumas técnicas representativas dentre as muitas existentes. Dentre as técnicas apresentadas, destacamos a de [Ariyavisitakul e Durant, 1998] em específico, que apresenta bons resultados sem praticamente aumentar o custo computacional. Propomos também uma modificação sobre essa técnica, a fim de aumentar ainda mais seu desempenho. Por fim, mostramos que a nossa proposta pode ser vista como uma simplificação da técnica DDFSE. Essa técnica utiliza o caminho sobrevivente de cada estado do decodificador como vetor de entrada do DFE. Nesse sentido, nos próximos dois capítulos, analisaremos a convergência no modo autodidata e o impacto sobre a taxa de erro da técnica proposta por [Ariyavisitakul e Durant, 1998], da nossa técnica modificada e da DDFSE.

Capítulo 5

Análise da Convergência do FLT-DD e DFE-DD Autodidata Auxiliado por Códigos Corretores de Erro.

Em equalização adaptativa utiliza-se tipicamente uma seqüência previamente conhecida, chamada de seqüência de treinamento. Esta seqüência serve como resposta desejada a ser obtida pelo equalizador. Após o treinamento, o equalizador passa a operar no modo de decisão direta (DD), ou seja, o algoritmo utiliza a própria saída do decisor como resposta desejada. Este procedimento permite refinar os coeficientes e/ou rastrear o canal quando variante no tempo.

Já as técnicas autodidatas possibilitam omitir ou encurtar as seqüências de treinamento e, consequentemente, permitem maiores taxas de dados. Contudo, algumas dessas técnicas autodidatas apresentam mínimos locais indesejados, que geralmente ocorrem devidos a erros de decisão que são realimentados no equalizador, que é o caso do filtro linear transversal adaptado pelo LMS-DD, e também na estrutura, como no caso do equalizador com decisão realimentada (DFE).

Por outro lado, códigos corretores de erro são capazes de mitigar a ocorrência desses erros, podendo assim, tornar mais robusto o processo de equalização.

A idéia deste capítulo é a de mostrar o efeito da propriedade corretora de erro de códigos TCM sobre a convergência autodidata do FLT-DD, do DFE e do DDFSE, adaptados ora pelo LMS-DD, ora pelo CMA (*Constant Modulus Algorithm*).

O presente capítulo está organizado como se segue. Na seção 5.1 apresentamos o efeito do decodificador TCM sobre o FLT-DD. Já a seção 5.2 descreve a classe de canais que levam à convergência para mínimos locais indesejados, enquanto que a seção 5.3 apresenta os resultados da influência do decodificador sobre a superfície de erro do DFE e do DDFSE, adaptados pelo LMS-DD e pelo CMA. A seção 5.4 mostra alguns resultados sobre o comportamento dinâmico da convergência do DFE-DD auxiliado pelo decodificador, e finalmente, a seção 5.5 apresenta as conclusões e as perspectivas deste capítulo.

5.1. Utilização Conjunta do FLT-DD e Decodificador

O esquema a ser estudado nesta seção está representado na Figura 5.1.

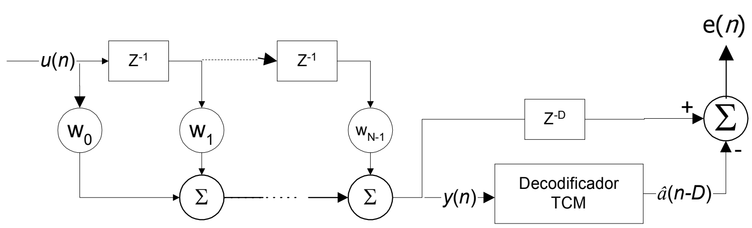


Figura 5.1. Equalizador FLT-DD em conjunto com o decodificador.

A adaptação é realizada através do LMS-DD, representado em (5.1).

$$
\begin{aligned}
y(n) &= \mathbf{w}^H(n)\mathbf{u}(n) \\
e(n) &= \hat{a}(n-D) - y(n-D) \\
\mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{u}(n-D)e^*(n)
\end{aligned}
\tag{5.1}
$$

onde:

$\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ \cdots \ w_{N-1}]^T$ é o vetor de coeficientes do filtro; e

$\mathbf{u} = [u(n) \ u(n-1) \ \cdots \ u(n-N+1)]^T$ é o vetor de entrada do filtro.

A diferença entre o FLT-DD convencional e essa técnica está na utilização da saída do decodificador como sinal de referência. Por ser um sinal com mais confiabilidade que o sinal do decisor convencional, espera-se que essa técnica apresente uma maior robustez durante a convergência, o que é de fato mostrado nas simulações.

Para a realização das simulações, adotamos que o canal não introduz ruído. Além disso, a construção das superfícies de erro da técnica auxiliada pelo decodificador foi obtida assumindo-se que o erro é um processo ergódico. Portanto, é possível realizar uma média do erro e obter uma aproximação do valor da função de custo para valores específicos de coeficientes. Para cada valor especificado por um par de coeficientes, realizamos a média do erro obtido através da transmissão de uma seqüência codificada de 2000 símbolos.

Vamos assumir que o canal é real e possui somente dois coeficientes, h_0 e h_1.

Um fato importante de ser ressaltado ocorre quando o maior coeficiente em magnitude do filtro é negativo. Neste caso, a estimativa do sinal transmitido se encontra com uma rotação de fase de 180°. Como o código utilizado não é invariante à rotação de fase, foi preciso forçar a sua correção. De fato, só sabíamos que tínhamos que inverter a saída do filtro, porque conhecíamos a fase do cursor do canal. Desta maneira, pode-se argumentar que essa técnica não iria funcionar na prática, pois existe ambigüidade de fase neste caso de equalização autodidata. Todavia, visando sanar tal problema, podemos utilizar uma codificação invariante a rotações de 90°, ou utilizar o princípio apresentado em [Mengali *et al.*, 1990] para resolver a ambigüidade de fase em sistemas sensíveis a essas rotações. Este princípio de [Mengali *et al.*, 1990] foi testado e funciona bem. Contudo, objetivando manter o caminho dos coeficientes o mais fiel possível ao vetor do gradiente teórico, vamos apenas utilizar a correção perfeita de fase.

As representações dos códigos utilizados está em octal. A modulação utilizada é QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) $\{\pm1\pm1i\}$ com código *Gray*. O mapeamento dos bits pelo código *Gray* em conjunto com os códigos utilizados dão origem a um sistema TCM.

Nas Figuras 5.2 a 5.7, apresentamos vários resultados, comparando as superfícies do FLT-DD convencional e a versão auxiliada pelo decodificador para diversos canais.

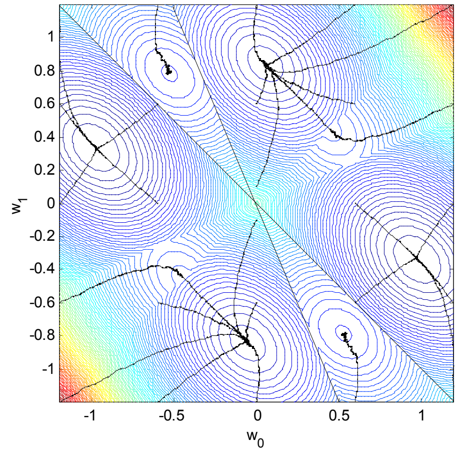


Figura 5.2. Superfície de erro do FLT-DD para $h(z) = 1+0{,}4z^{-1}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 5\text{x}10^{-4}$

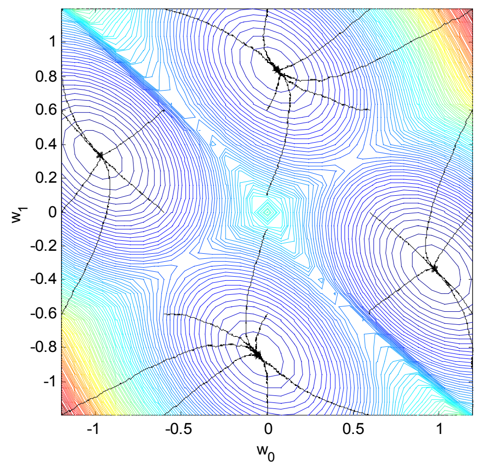


Figura 5.3. Superfície de erro do FLT-DD em conjunto com o decodificador, com código [5 7], atraso de decisão igual a 9, $h(z) = 1+0{,}4z^{-1}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 5\text{x}10^{-4}$

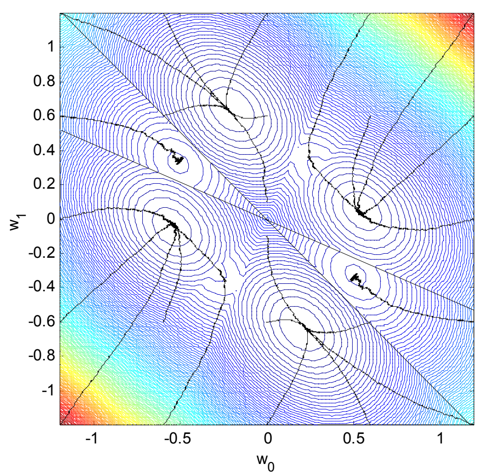


Figura 5.4. Superfície de erro do FLT-DD para $h(z) = 0{,}625+1{,}5625z^{-1}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 5\text{x}10^{-4}$

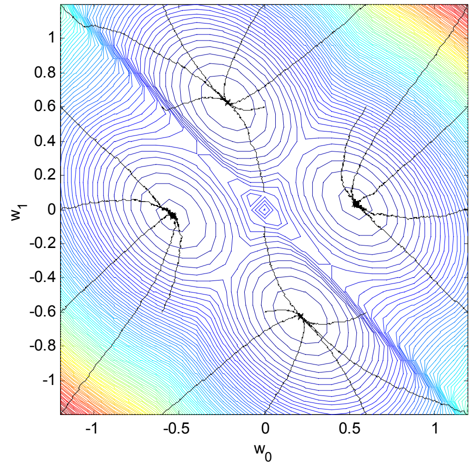


Figura 5.5. Superfície de erro do FLT-DD em conjunto com o decodificador com código [5 7], atraso de decisão igual a 9, $h(z) = 0{,}625+1{,}5625z^{-1}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 5\text{x}10^{-4}$

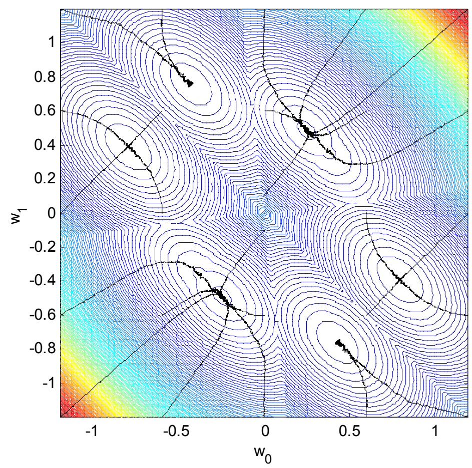


Figura 5.6. Superfície de erro do FLT-DD para $h(z) = 1+0{,}8z^{-1}$
e trajetória dos coeficientes para $\mu = 5\text{x}10^{-4}$

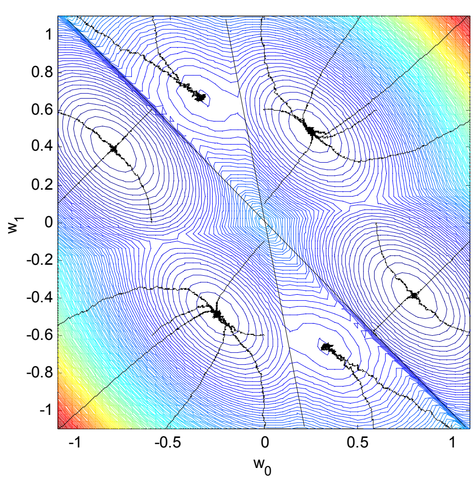


Figura 5.7. Superfície de erro do FLT-DD em conjunto com o decodificador, com código [5 7], atraso de decisão igual a 9, $h(z) = 1+0{,}8z^{-1}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 5\text{x}10^{-4}$

Nas Figuras 5.2 e 5.3 utilizamos um canal de fase mínima, enquanto que nas Figuras 5.4 e 5.5, utilizamos um canal de fase máxima, com a mesma resposta em freqüência (a menos de um ganho) do canal das figuras 5.2 e 5.3.

A referência [Mazo, 1980] mostra que o equalizador FLT-DD, além de ter mínimos referentes à solução de Wiener para diferentes atrasos considerados para a seqüência de treinamento, também apresenta outros mínimos locais nas regiões onde a convolução canal-equalizador possui olho fechado. Entenda-se por olho fechado a condição em que o maior coeficiente em magnitude da convolução canal-equalizador é inferior à soma das magnitudes dos demais coeficientes. Porém, quando a saída do decodificador é utilizada, é possível eliminar, em alguns canais, os mínimos locais gerados pela situação de olho fechado (região entre as linhas nas superfícies de erro do FLT-DD).

A eliminação desses mínimos nessa região torna o FLT-DD auxiliado pelo decodificador equivalente ao FLT-CMA, em termos de número de mínimos locais, pelo menos nessa situação. Todavia, o FLT-DD auxiliado pelo decodificador possui os mínimos nos mesmos valores das soluções de Wiener, enquanto o FLT-CMA só se aproxima destes.

Note-se que o FLT-DD auxiliado pelo decodificador não elimina os outros mínimos locais, pois, apesar de serem sub-ótimos, eles conseguem resultar numa situação de olho aberto e, neste caso, não haveria erros.

Já para canais mais difíceis de serem equalizados, como o apresentado nas Figuras 5.6 e 5.7, o FLT-DD com o auxílio do decodificador não consegue remover o mínimo local na região de olho fechado. Apesar disto, a utilização do código consegue reduzir a profundidade desse mínimo.

Quanto à utilização do código [64 74], este não apresentou diferenças perceptíveis nas superfícies de erro.

Assim, podemos concluir que a utilização do FLT-DD, em conjunto com o decodificador, aumenta a robustez na convergência em relação à técnica convencional. Adicionalmente, o aumento do esforço computacional quando comparado à técnica convencional é praticamente nulo, dado que só é necessário um pouco mais de memória para armazenar D saídas do canal.

Todavia, o CMA é mais robusto que a técnica apresentada, se pensarmos em termos de número de mínimos locais. Ele não apresenta, por exemplo, um mínimo na região de olho fechado no canal $h(z) = 1+0{,}8z^{-1}$. Quanto à questão da solução do CMA não ser exatamente a de Wiener, poderia-se resolver por um chaveamento para o algoritmo LMS-DD, após o CMA ter convergido.

Além disso, em canais rapidamente variantes, a técnica combinada pode resultar em deficiência no rastreamento, pois é preciso um atraso *D* no processo de adaptação. Isso pode ser minorado utilizando-se uma tentativa de decisão com um atraso *TD*, inferior a *D*. Todavia, devemos lembrar que existe um compromisso entre confiabilidade e atraso de decisão.

Por outro lado, o FLT apresenta baixo desempenho em canais com nulos espectrais e/ou respostas impulsivas muito longas. Nestes casos é preferível utilizar o equalizador com decisão realimentada (DFE), o qual analisamos nas próximas seções.

5.2. Canais que Induzem a Convergência para Mínimos Locais do DFE-DD

A referência [Casas *et al.*, 1998] mostra como obter alguns canais que induzem a convergência para o mínimo local. Essa classe de canais é chamada de "*bad channels*" por [Casas *et al.*, 1998]. Para achar tal classe, teve-se como ponto de partida a premissa que a inicialização mais natural para os coeficientes é o valor zero, dado que não se conhece nenhuma estimativa do canal. Além disso, o decisor da modulação BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) tecela, através de hiperplanos, o espaço de parâmetros do equalizador, gerando regiões delimitadas, chamadas de politopos. Em cada politopo, a saída do decisor se mantém constante dado um certo conjunto de entradas e decisões passadas. Assim, as estatísticas da cadeia de Markov em estado estacionário são constantes dentro de cada politopo, e diz-se então que as estatísticas são constantes por partes com respeito ao estado de parâmetros do equalizador, dado um certo canal.

Desta forma, procurou-se canais que possuam um mínimo local no politopo no qual se inicializa o DFE. Iremos assumir, assim como em [Casas *et al.*, 1998], que o canal é modelado por um filtro FIR finito e não possui resposta precursora. Seja assim $\mathbf{h} = [h_0\ h_1\ ...\ h_N]^T$ o vetor que descreve os coeficientes do canal, onde N é a ordem do canal, então temos que $h_0 = 1$ e $|h_i| \leq 1$ para $i = 1,2,...N$. Também consideraremos que o canal não introduz ruído, o que faz com que não seja preciso usar um FFF para tornar o canal visto pelo FBF de fase mínima, solução ótima em termos de MMSE para o DFE.

Neste ponto, fazemos observações do porquê trabalhar nesta classe restrita de canais. Primeiramente, a adição de um FFF consegue praticamente eliminar o efeito da resposta precursora, de forma que o canal visto pela parte realimentada caia novamente na classe estudada por [Casas *et al.*, 1998]. Ainda, caso a resposta precursora seja pequena, como mostrado num exemplo em [Casas *et al.*, 1998], tal classe continua válida. Em segundo lugar, a presença de um FFF gera mínimos referentes a atrasos de treinamento [Kennedy *et al.*, 1993]. Tais mínimos já foram descritos e estudados por [Kennedy *et al.*, 1993], e a inclusão destes tornaria extremamente complexa a análise. Sendo assim, este trabalho não pretende abordar a adaptação conjunta de ambas estruturas (FFF e FBF) com o uso conjunto de códigos corretores de erro, ficando para trabalhos futuros a avaliação deste caso.

Desta forma, não tendo resposta precursora e nem ruído, não iremos utilizar o FFF e, por conseguinte, não nos preocuparemos com a questão do atraso. Vamos assumir também que o FBF possui o mesmo número de coeficientes da resposta pós-cursora do canal.

Apesar da classe ter sido desenvolvida para modulação BPSK, ela também funciona para modulação QPSK, pois o decisor desta modulação tecela de forma semelhante ao BPSK, o espaço de parâmetros do equalizador.

Não cabe aqui também chegar analiticamente às diversas classes de "*bad channels*", devido a sua extensão e à necessidade de provar vários lemas e proposições. Contudo, podemos dizer que tais canais constituem uma subclasse dos canais com olho fechado, onde temos:

$$h_0 \leq \sum_{i=1}^{N} |h_i| \tag{5.2}$$

Utilizando a função custo do LMS-DD (2.4) para o DFE, temos que:

$$J_{DD} = E\left\{\frac{1}{2}\left|\hat{a}(n) - \mathbf{h}^T\mathbf{a}(n) - \mathbf{b}^H\hat{\mathbf{a}}(n)\right|^2\right\} \tag{5.3}$$

onde:

$\mathbf{a}(n) = [a(n)\ a(n\text{-}1)\ \ldots\ a(n\text{-}N)]^T$ é o vetor de entrada do canal;

$\hat{a}$(n) é a decisão sobre o sinal da saída do DFE;

$\hat{\mathbf{a}}(n) = [\hat{a}(n-1) \ldots \hat{a}(n-N)]^T$ é o vetor de entrada do filtro de realimentação; e

$\mathbf{b} = [b_1\ b_2 \ldots b_N]^T$ é o vetor de coeficientes do filtro de realimentação.

Então, é possível encontrar um mínimo (caso ele exista) para o politopo $\mathcal{P}$, diferenciando (5.3) em relação a **b**, e igualando a zero:

$$\mathbf{b}(\mathcal{P}) = E\left\{\hat{\mathbf{a}}(n)\hat{\mathbf{a}}^H(n)\right\}^{-1}\left[E\left\{\hat{a}^*(n)\hat{\mathbf{a}}(n)\right\} - E\left\{\hat{\mathbf{a}}(n)\mathbf{a}^H(n)\right\}\mathbf{h}^*\right] \tag{5.4}$$

As estatísticas $E\left\{\hat{\mathbf{a}}(n)\hat{\mathbf{a}}^H(n)\right\}$, $E\left\{\hat{a}^*(n)\hat{\mathbf{a}}(n)\right\}$ e $E\left\{\hat{\mathbf{a}}(n)\mathbf{a}^H(n)\right\}$ podem ser obtidas modelando-se o DFE-DD como uma cadeia de Markov. Dispondo dessas estatísticas, podemos calcular (5.4). Como essas estatísticas são constantes por partes, e a função de custo do LMS-DD é quadrática, diz-se então que a função custo do DFE-DD é quadrática por partes. Deste modo, pode existir no espaço de parâmetros do equalizador apenas um único mínimo dentro de cada politopo.

Nem todo canal com olho fechado leva à convergência para o mínimo local, pois isto depende da dinâmica do algoritmo, que pode levar ao escape deste mínimo, além da própria condição inicial do equalizador.

Assim como [Casas *et al.*, 1998], vamos nos ater mais a canais com 3 coeficientes, a fim de poder visualizar o espaço de parâmetros do equalizador. Esses canais de 3 coeficientes que induzem a convergência para o mínimo local, estão representados na Figura 5.8.

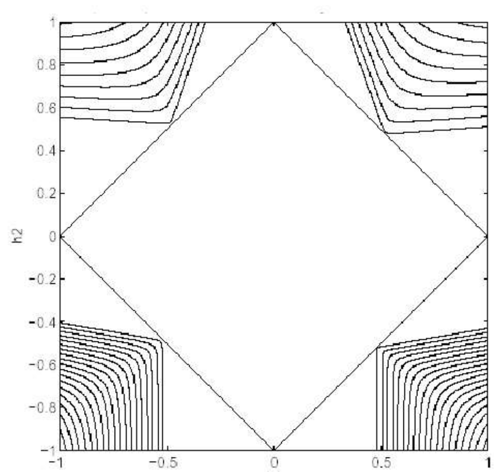


Figura 5.8. Canais que induzem a convergência para mínimos locais (região hachurada) [Casas *et al.*, 1998].

5.3. Influência do Uso do Decodificador nos Politopos das Superfície de Erro do DFE-DD

A obtenção das superfícies foi feita da mesma forma como foram obtidas as superfícies do FLT-DD auxiliado pelo código: assumimos que o erro é um processo ergódico e, portanto, podemos fazer uma média do erro e obter uma aproximação do valor da função custo para valores específicos de coeficientes. Para cada valor especificado por um par de coeficientes, realizamos a média do erro obtido através da transmissão de uma seqüência codificada de 2000 símbolos. Note-se que a obtenção da superfície de forma teórica é algo desafiador dada a existência de dispositivos não lineares, como decisor e decodificador, e problemas de realimentação e propagação de erro. Vale ressaltar que isso se trata de uma aproximação e que, em alguns casos, a superfície não é tão representativa do comportamento dinâmico da estrutura/algoritmo.

Iremos usar os canais mais críticos que as hipóteses permitem adotar, a fim de ter resultados mais definitivos sobre a robustez dessa técnica, em termos de convergência. Entenda-se por canais críticos os que possuem uma maior quantidade de energia na resposta pós-cursora.

Primeiramente, vamos adotar o canal de fase mista $h(z) = 1+z^{-1}-z^{-2}$. Esse canal, apesar de não ser caracterizado por nulos espectrais, resultou no pior caso dos canais de três coeficientes para a técnica conjunta. Para esse canal, apresentamos nas Figuras 5.9 a 5.15 as superfícies de erro de diversas configurações.

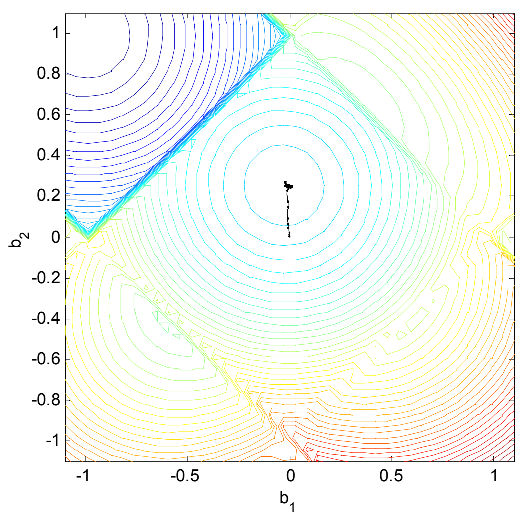


Figura 5.9. Superfície de erro para o DD-DFE, $h(z) = 1+z^{-1}-z^{-2}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 1x10^{-4}$.

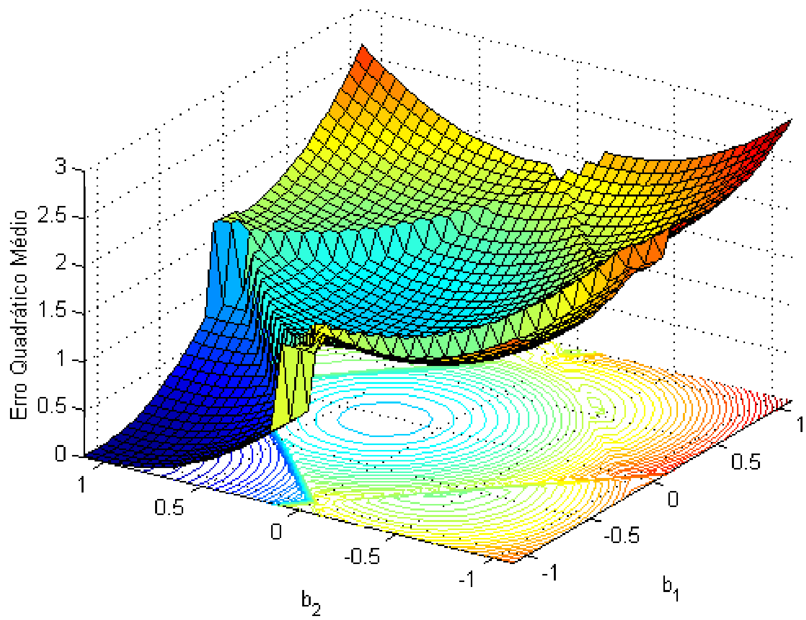


Figura 5.10. Representação a título de ilustração da superfície de erro em três dimensões para o DD-DFE, $h(z) = 1+z^{-1}-z^{-2}$.

Na Figura 5.9, podemos observar claramente que existe um mínimo local no politopo central, em aproximadamente (-0,029, 0,254), para o qual o algoritmo converge. Percebe-se também a existência do mínimo global em (–1,1).

A Figura 5.11 mostra que a técnica de [Ariyavisitakul e Durant, 1998] é capaz de eliminar o mínimo local. Aliás, note que aparentemente nenhum mínimo local é observado. O cálculo do erro do algoritmo LMS-DD é realizado com um atraso de 7 símbolos, utilizando-se a saída do decodificador como sinal de referência. O vetor de entrada do LMS-DD é o mesmo do filtro de realimentação, atrasado de 7 símbolos.

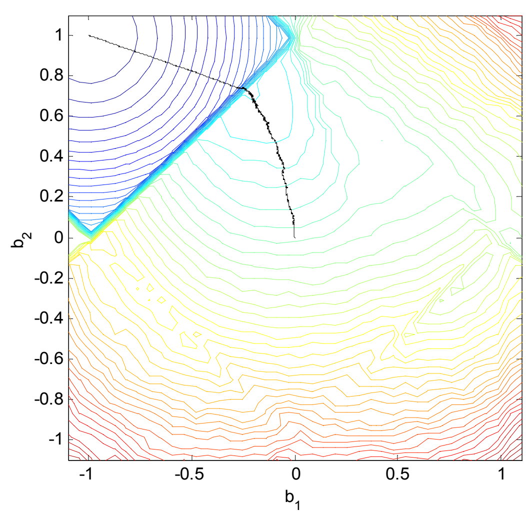


Figura 5.11. Procedimento conjunto de DFE-DD & decodificação para $h(z) = 1+z^{-1}-z^{-2}$ com código convolucional [5 7], $D = 7$, $TD = 1$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 1\text{x}10^{-4}$.

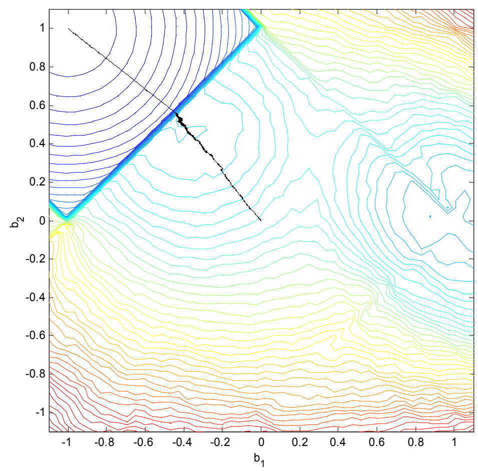


Figura 5.12. DFE-DD com realimentação do decodificador somente no algoritmo. Código convolucional [5 7], $D = 7$, $h(z) = 1+z^{-1}–z^{-2}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 1\text{x}10^{-4}$.

Na Figura 5.12, utilizamos apenas realimentação do decodificador no algoritmo, de modo a mostrar sua importância na transformação da superfície de erro. A saída do decodificador com atraso D é empregada para formar o vetor do filtro de realimentação no algoritmo, além de servir também como sinal de referência. Em comparação com a Figura 5.9, o mínimo local desaparece. Todavia, existe um outro mínimo local que não era observado na Figura 5.11, mas os coeficientes do filtro de realimentação são inicializados fora do domínio de atração desse mínimo. Outra característica interessante é a expansão do domínio de atração do mínimo global na região de inicialização do equalizador, fato que ocorre com bem menos intensidade na Figura 5.11.

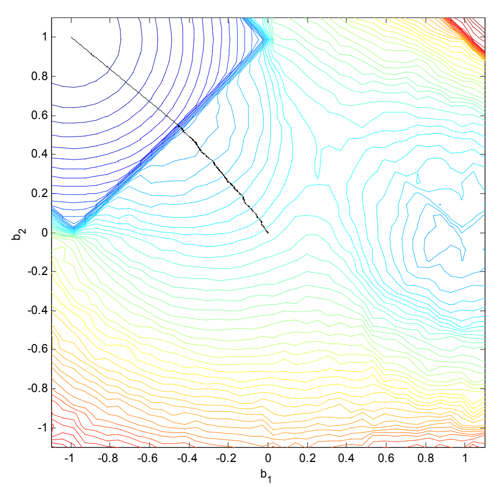


Figura 5.13. Nova proposta de DFE-DD em conjunto com o decodificador, com código convolucional [5 7], $D = 7$, $h(z) = 1+z^{-1}–z^{-2}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 1\text{x}10^{-4}$.

Por outro lado, a nossa nova proposta (Figura 5.13) com realimentação por parte do decodificador, tanto na estrutura quanto no algoritmo, revela uma maior expansão do domínio de atração do mínimo global, o que deve resultar numa convergência mais rápida e mais segura quando comparadas com as técnicas das Figuras 5.11 e 5.12. Essa melhora na superfície de erro possivelmente advém da menor taxa de erro obtida com a realimentação completa da estrutura com o caminho sobrevivente do estado de menor distância do decodificador.

Já no caso do DDFSE-DD (Figura 5.14), o domínio de atração dos mínimos aumentam as suas influências e a superfície fica mais suave, com aspecto de parabolóides e sem as bordas que caracterizam as outras técnicas. Essa técnica provê a melhor convergência, mas é a que apresenta o mínimo local mais pronunciado.

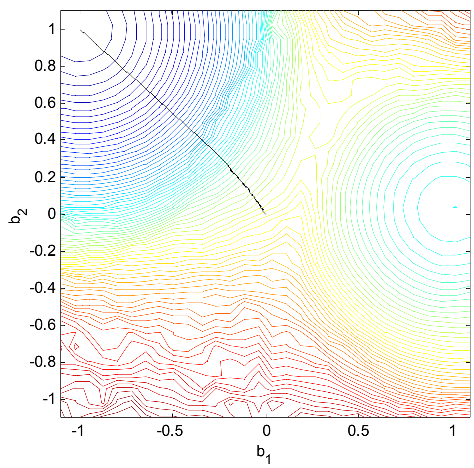


Figura 5.14. DDFSE-DD, com código convolucional [5 7], $D = 7$, $h(z) = 1+z^{-1}-z^{-2}$
e trajetória dos coeficientes para $\mu = 1x10^{-4}$.

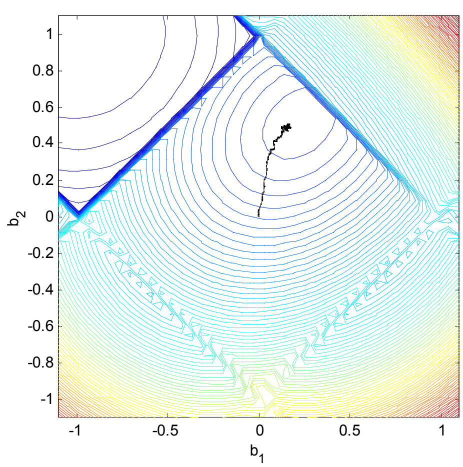


Figura 5.15. Superfície de erro para o DFE-CMA, $h(z) = 1+z^{-1}-z^{-2}$ e
trajetória dos coeficientes para $\mu = 1x10^{-5}$.

Apesar de o CMA ser considerado mais robusto que o LMS-DD, esse algoritmo também apresenta convergência para o mínimo local no canal de fase mista utilizado (Figura 5.15). É interessante ressaltar que o DFE-CMA, em conjunto com o decodificador, não consegue evitar a convergência para o mínimo local, como se observa na Figura 5.16.

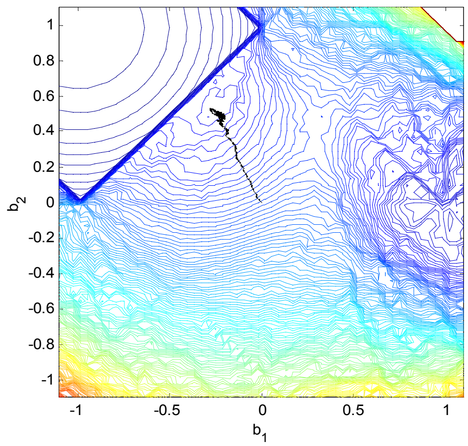


Figura 5.16. Nova proposta do DFE-CMA em conjunto com o decodificador, com código [5 7], $D = 7$, $h(z) = 1+z^{-1}–z^{-2}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 1\text{x}10^{-5}$.

Como pode ser visto na Figura 5.17, o DDFSE-CMA tem comportamento muito semelhante ao DDFSE-DD, onde os domínios de atração dos mínimos são ampliados e a superfície é suavizada.

O DFE-CMA com auxílio do decodificador também converge para o mínimo local para o canal de fase mista $h(z) = 1–z^{-1}–z^{-2}$ (Figura 5.18), enquanto que a nossa proposta do DFE-DD em conjunto com o decodificador converge para o mínimo global sem maiores problemas (Figura 5.19). Nesse canal, note que a nossa proposta não apresenta qualquer mínimo local, diferentemente do caso do canal $h(z) = 1+z^{-1}–z^{-2}$.

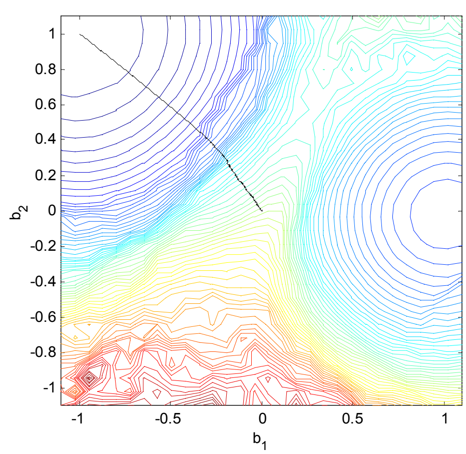


Figura 5.17. DDFSE-CMA em conjunto com o decodificador, com código [5 7], $D = 7$, $h(z) = 1+z^{-1}–z^{-2}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 1\text{x}10^{-5}$.

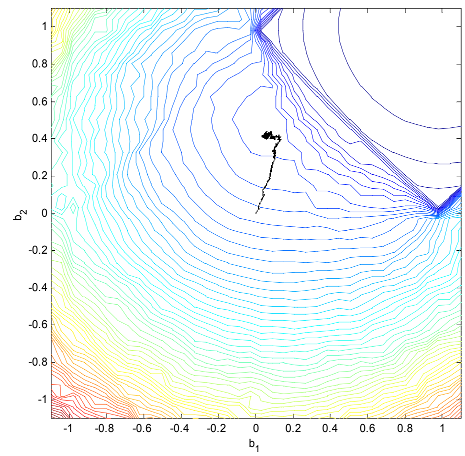


Figura 5.18. Nova proposta do DFE-CMA em conjunto com o decodificador, com código [5 7], $D = 7$, $h(z) = 1–z^{-1}–z^{-2}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 1x10^{-5}$.

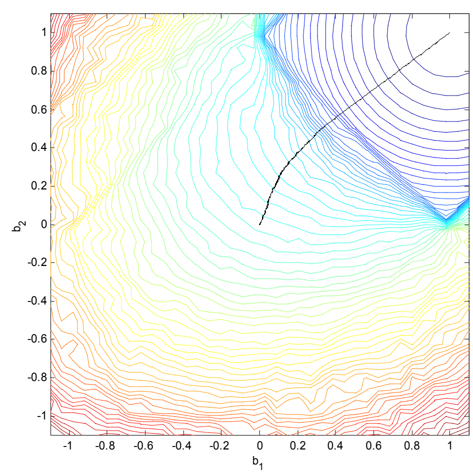


Figura 5.19. Nova proposta de DFE-DD em conjunto com o decodificador, com código convolucional [5 7], $D = 7$, $h(z) = 1–z^{-1}–z^{-2}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 1x10^{-4}$.

Ainda, no canal $h(z) = 1+z^{-1}+z^{-2}$ não ocorrem mínimos locais, como aqueles observado nas Figuras 5.12 a 5.14. O outro canal de fase mínima com igual energia na resposta pós-cursora, $h(z) = 1–z^{-1}+z^{-2}$, não apresentou também mínimos locais na técnica com realimentação do código. Note também nas figuras 5.21 e 5.22 que na região (1,1) aparentemente existem mínimos locais, se nos basearmos na curvas de nível da superfície. Contudo, podemos ver que tais mínimos não existem através da trajetória dos coeficientes, quando estes são inicializados em (1,1). Apesar de não mostrado aqui, ambas as técnicas, DDFSE-DD e DDFSE-CMA, convergem para o mínimo global e não apresentam mínimo local, para este canal.

O canal com nulo espectral $h(z) = 1+z^{-1}+z^{-2}$ pode ser equalizado sem maiores problemas, desde que se utilize o equalizador em conjunto com o decodificador, como pode ser mostrado na Figura 5.21. Em contraste, a Figura 5.20 confirma que o canal $h(z) = 1+z^{-1}+z^{-2}$ faz com que o DFE-DD convencional convirja para o mínimo local.

Vale a pena ressaltar também que o DFE-CMA convencional não apresenta mínimos locais para os canais de fase mínima de três coeficientes simulados ($h(z) = 1+z^{-1}+z^{-2}$ e $h(z) = 1-z^{-1}+z^{-2}$), enquanto o DFE-DD convencional possui um mínimo local no politopo central.

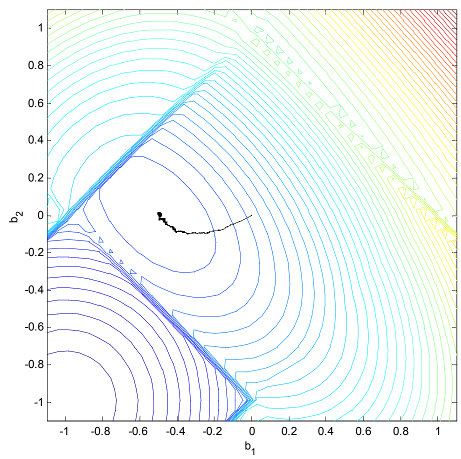


Figura 5.20. Superfície de erro do DFE-DD para $h(z) = 1+z^{-1}+z^{-2}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 1\text{x}10^{-4}$

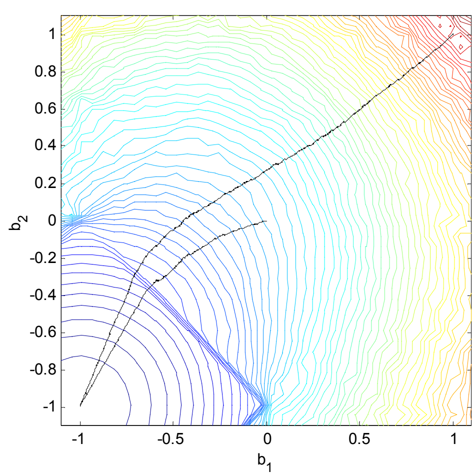


Fig. 5.21. Nova proposta de DFE-DD em conjunto com o decodificador, com código convolucional [5 7], $D = 7$, $h(z) = 1+z^{-1}+z^{-2}$ e trajetórias dos coeficientes para $\mu = 1\text{x}10^{-4}$.

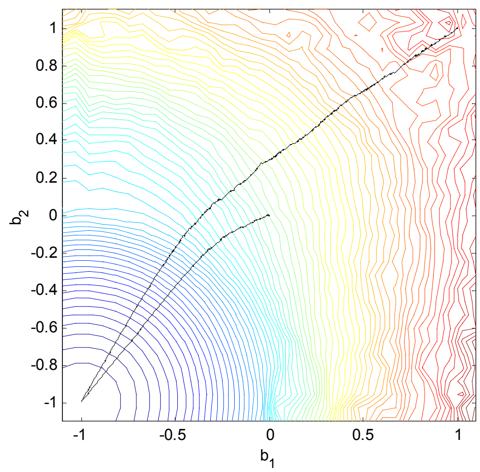
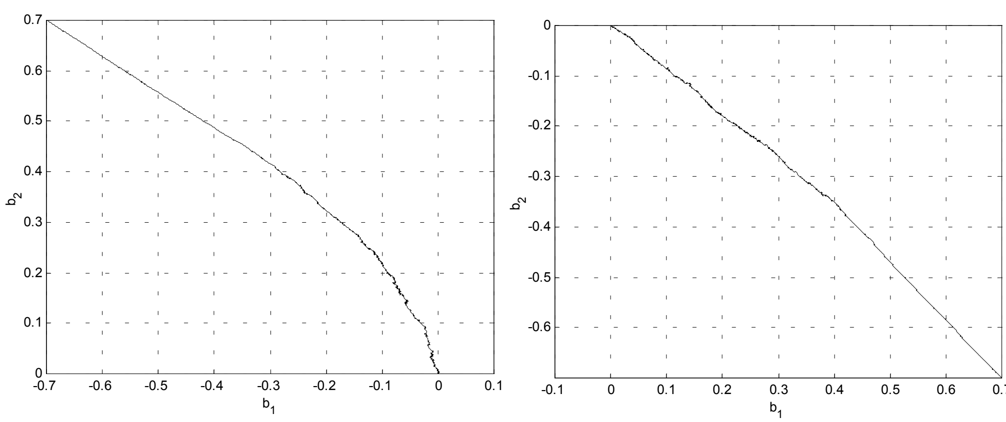


Fig. 5.22. DDFSE-DD em conjunto com o decodificador, com código convolucional [5 7], $D = 7$. $h(z) = 1+z^{-1}+z^{-2}$ e trajetórias dos coeficientes para $\mu = 1x10^{-4}$.

A superfície do DDFSE-DD é mais suave que a superfície da nova técnica, mas as trajetórias dos coeficientes são muito semelhantes às trajetórias da nova proposta.

Realizamos ainda a simulação de um canal com coeficientes complexos. O canal escolhido foi $h(z) = 1+(0{,}7+0{,}7\text{i})z^{-1}–(0{,}7+0{,}7\text{i})z^{-2}$. Mostramos na Figura 5.23 as trajetórias dos coeficientes para a nova proposta. O DDFSE-DD possui praticamente a mesma trajetória e, portanto, omitimos as suas trajetórias.



(a) (b)

Figura 5.23. Trajetórias dos coeficientes da nova proposta para o DFE-DD em conjunto com o decodificador, com código convolucional [5 7], $D = 7$, $\mu = 1x10^{-4}$,
$h(z) = 1+(0{,}7+0{,}7\text{i})z^{-1}–(0{,}7+0{,}7\text{i})z^{-2}$, (a) parte real, (b) parte imaginária

Para tentar explicar a melhora na superfície de erro através da utilização do código, vamos nos basear em [Casas *et al.*, 1998]. Como já havia sido dito, as estatísticas $E\left\{\hat{\mathbf{a}}(n)\hat{\mathbf{a}}^H(n)\right\}$, $E\left\{\hat{a}(n)\hat{\mathbf{a}}(n)\right\}$ e $E\left\{\hat{\mathbf{a}}(n)\mathbf{a}^H(n)\right\}$ são constantes dentro de um politopo, mas variam de politopo para politopo (quadrática por partes). Entretanto, isso deixa de ser verdade quando se utiliza, por exemplo, um dispositivo de decisão suave, que "suaviza" a função custo [Casas *et al.*, 1998], [Marcos *et al.*, 1995], desaparecendo com os politopos. Essa suavização se dá pela variação das estatísticas em função dos parâmetros do equalizador, diferentemente do caso com decisão abrupta, onde as estatísticas são constantes dentro de cada politopo. Assim, com o dispositivo de decisão suave, as estatísticas tendem a se aproximar da condição de equalização perfeita, ou seja, não há erros de decisão, conforme o algoritmo caminha para a solução desejada [Casas *et al.*, 1998]. Isso melhora a superfície de erro, fazendo com que desapareçam os mínimos locais de alguns canais. No caso de decisão abrupta, as estatísticas ficam fixas dentro de cada politopo, o que, às vezes, ocasiona a formação de mínimos locais no politopo central, dependendo do canal. Acreditamos que por analogia o uso do processo de equalização em conjunto com o decodificador acarreta em um comportamento similar ao do decisor suave.

A fim de mostrar que as estatísticas variam para diferentes coeficientes **b** dentro do politopo central, mostraremos que a taxa de erro de símbolo diminui, conforme os parâmetros do equalizador se aproximam da solução ótima, diferentemente do processo de decisão abrupta. Nas tabelas 5.1 e 5.2, utilizando a técnica por nós proposta, temos três configurações de coeficientes escolhidas a partir do caminho realizado pelos coeficientes durante o processo de convergência. A primeira configuração possui coeficientes nulos (inicialização), a terceira possui os coeficientes fixados próximos à borda da região onde não há mais erros de decisão e, finalmente, a segunda configuração tem seus coeficientes fixados no meio do caminho, entre a primeira e a terceira configuração. Dos resultados podemos perceber que, em alguns casos, há uma oscilação da taxa de erro conforme o atraso de decisão aumenta. Esse fato não está de acordo com o comportamento do decodificador para canais AWGN, que é a redução da taxa de erro conforme o atraso aumenta. Outro fato é a redução da taxa de erro conforme o equalizador se aproxima da solução ótima. Já a taxa de erro do decisor abrupto é de 43,75% em todos os casos.

Por outro lado, a técnica conjunta do DFE-DD e de decodificação é mais eficiente que a utilização do decisor suave, dado que é possível conseguir convergir para o mínimo global em situações mais críticas, como mostrado no próximo exemplo. Este melhor desempenho parece estar relacionado à capacidade de correção do código, mesmo em situações críticas, tais como longas seqüências de erro, causadas pelo próprio canal e pela propagação de erro do DFE, que excedem a capacidade de correção de erro. Porém, o método ajuda de fato a convergência.

	Taxa de Erro de Símbolo		
Atraso de Decisão	**b** = (0,0)	**b** = (-0,29, -0,14)	**b** = (-0,57,-0,36)
0	0,4804	0,2924	0,2563
1	0,4948	0,2853	0,2484
7	0,5227	0,2907	0,2139

Tabela 5.1. Taxa de erro de símbolos para o canal $h(z) = 1+z^{-1}+z^{-2}$ e código [5 7]

	Taxa de Erro de Símbolo		
Atraso de Decisão	**b** = (0,0)	**b** = (-0,22, 0,29)	**b** = (-0,41, 0,51)
0	0,3947	0,2521	0,2777
1	0,3641	0,2572	0,2723
7	0,3395	0,2378	0,2372

Tabela 5.2. Taxa de erro de símbolos para o canal $h(z) = 1+z^{-1}-z^{-2}$ e código [5 7]

De modo a provar a maior robustez das técnicas com realimentação do decodificador, comparamos essas técnicas com um DFE que utiliza decisão suave para um sistema TCM com modulação QPSK:

$$\mathrm{sat}(c) = \begin{cases} 1 \ \text{se} \ c > 1 \\ c \ \text{se} \ |c| \le 1 \\ -1 \ \text{se} \ c > 1 \end{cases} \Rightarrow \tilde{a}(n) = \mathrm{sat}\left(\mathrm{Re}\{y(n)\}\right) + i\,\mathrm{sat}\left(\mathrm{Im}\{y(n)\}\right) \tag{5.5}$$

Ambas as técnicas funcionaram para todos canais de fase mínima, com três coeficientes, que se enquadram na classe de canais aqui empregadas. A técnica com decisão suave também consegue convergir na maioria dos canais de fase mista. Contudo, nos canais mais críticos como $h(z) = 1+0{,}95z^{-1}-0{,}9z^{-2}$, ela falhou em convergir para a solução ótima, enquanto ambas as técnicas que utilizam o decodificador foram bem sucedidas. Uma comparação entre a convergência das técnicas é apresentada na Figura 5.24.

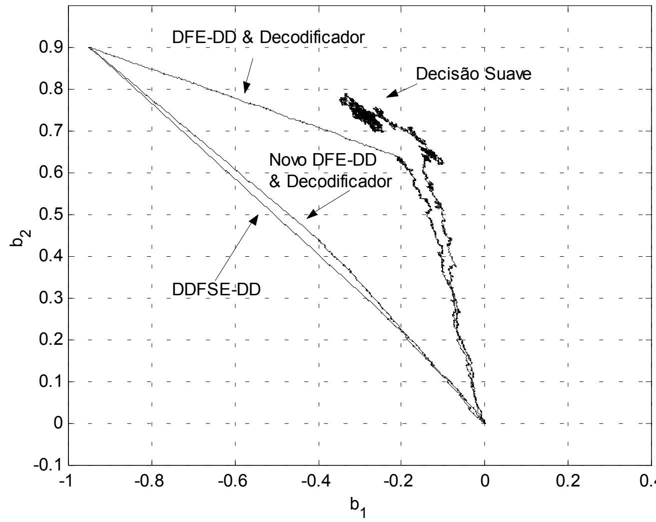


Figura 5.24. Trajetórias dos coeficientes para as técnicas de decisão suave e conjuntas. Canal igual a $h(z)$ = 1+0,95z^{-1}-0,9z^{-2} e μ = 1x10^{-4}

A mudança do código [5 7] para o código [64 74] trouxe apenas uma pequena melhora em canais com menos energia nos coeficientes h_1 e h_2. Essa melhora pode ser vista por uma maior influência do domínio de atração do mínimo global sobre a região de inicialização (vide Figuras 5.25 e 5.26). Todavia, a superfície com o código [64 74] possui um mínimo local, enquanto que o sistema com o código [5 7] não parece ter.

Um estudo com códigos mais poderosos fica como sugestão para trabalhos futuros.

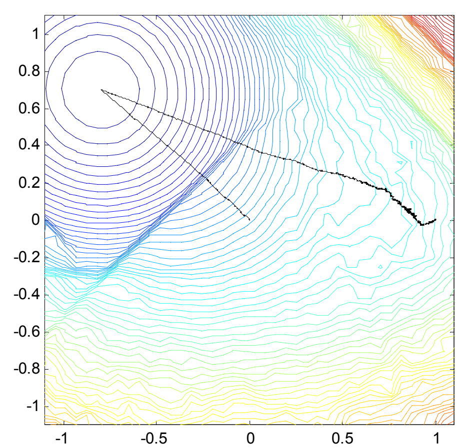


Figura 5.25. Nova proposta de DFE-DD em conjunto com o decodificador, com código convolucional [5 7], D = 7, $h(z)$ = 1+0,8z^{-1}-0,7z^{-2} e trajetória dos coeficientes para μ = 1x10^{-4}.

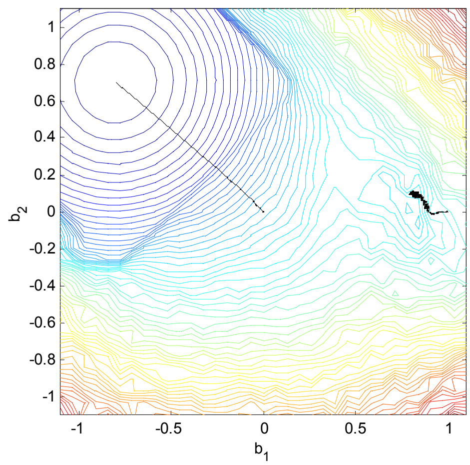


Figura 5.26. Nova proposta de DFE-DD em conjunto com o decodificador, com código convolucional [64 74], $D = 9$, $h(z) = 1+0{,}8z^{-1}-0{,}7z^{-2}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 1\text{x}10^{-4}$.

Realizamos ainda algumas simulações utilizando modulação TCM 8-PSK. O código utilizado é de taxa 2/3, cuja matriz geradora é dada por $\begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 5 & 2 \end{bmatrix}$ e o mapeamento dos bits é dado na Figura 1.24. O sistema TCM apresenta distância mínima de $2\sqrt{\mathcal{E}}$, mesma distância de uma modulação BPSK. Para essa configuração, o sistema não apresenta mínimos locais para canais de fase mínima, mesmo para sistemas sem realimentação do decodificador. Este fato pode ser entendido de duas formas. Primeiramente porque o decisor na modulação 8-PSK tecela o espaço de estados de maneira diferente dos decisores nas modulações BPSK e QPSK. Assim, a classe de canais que induzem a convergência para o mínimo local não é a mesma originalmente proposta. Por outro lado, o decisor com mais níveis se aproxima do comportamento da técnica de decisão suave, que não apresentou mínimos locais nos canais de fase mínima de três coeficientes simulados ($h(z) = 1+z^{-1}+z^{-2}$ e $h(z) = 1-z^{-1}+z^{-2}$). Fizemos também algumas simulações para modulações 16-QAM e 64-QAM e chegamos aos mesmos resultados. Acreditamos que, por analogia, outras modulações com vários níveis devem possuir comportamento muito semelhante.

Já em canais de fase mista, a situação é diferente. A técnica com realimentação do decodificador consegue convergir para o mínimo global em casos onde a técnica convencional não consegue. Contudo, ela não é tão robusta como no caso QPSK. Nos canais de fase mista, $h(z) = 1+z^{-1}-z^{-2}$ e $h(z) = 1-z^{-1}-z^{-2}$, a técnica falhou, convergindo para um mínimo local. Contudo, no canal $h(z) = 1+0{,}9z^{-1}-0{,}8z^{-2}$, o DFE-DD com auxílio do decodificador e o DDFSE-DD convergem para o mínimo global (Figura 5.29 e 5.30), enquanto a técnica convencional converge para um mínimo local (Figura 5.28). Aliás, podemos ver que existem vários mínimos locais, tal como ilustra a Figura 5.28, onde se mostram, inclusive, diferentes inicializações para os coeficientes.

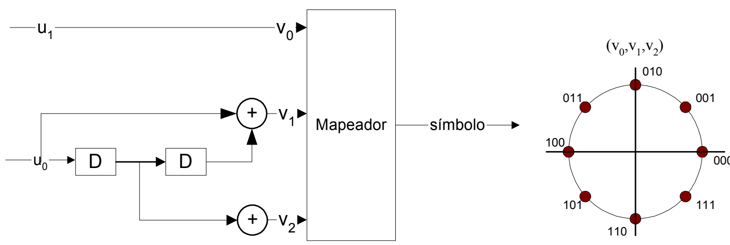


Figura 5.27. Sistema TCM 8-PSK utilizado nas simulações. Matriz geradora = $\begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 5 & 2 \end{bmatrix}$

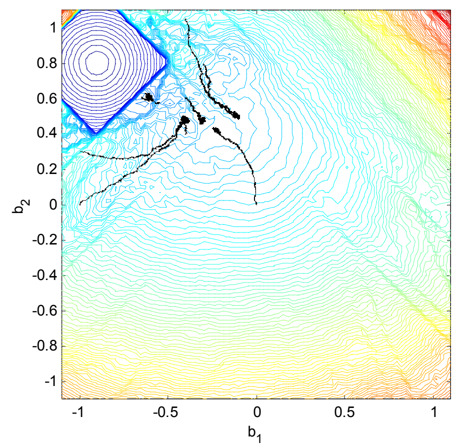


Figura 5.28. Superfície de erro do DFE-DD para modulação 8-PSK, $h(z) = 1{+}0{,}9z^{-1}{-}0{,}8z^{-2}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 3\text{x}10^{-4}$.

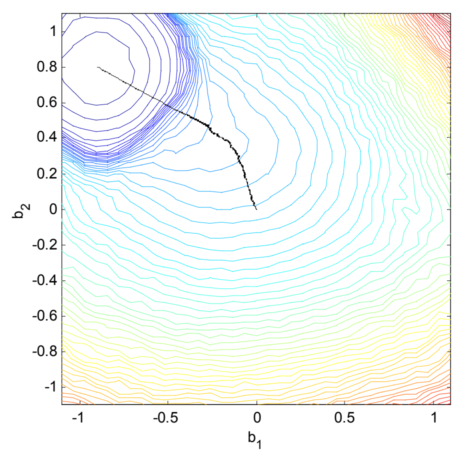


Figura 5.29. Nova proposta de DFE-DD em conjunto com o decodificador, com código convolucional dado pela matriz geradora $\begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 5 & 2 \end{bmatrix}$, $D = 7$, $h(z) = 1{+}0{,}9z^{-1}{-}0{,}8z^{-2}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 3\text{x}10^{-4}$

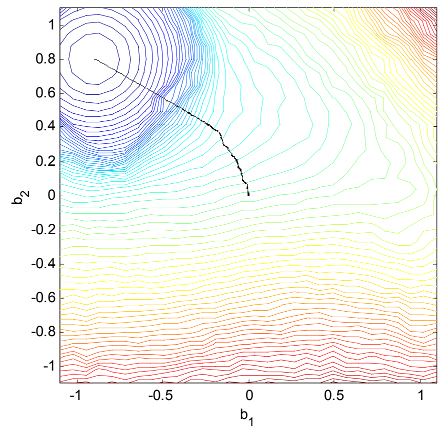


Figura 5.30. DDFSE-DD, com código convolucional dado pela matriz geradora $\begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 5 & 2 \end{bmatrix}$, $D = 7$, $h(z) = 1{+}0{,}9z^{-1}{-}0{,}8z^{-2}$ e trajetória dos coeficientes para $\mu = 3\text{x}10^{-4}$

5.4. Avaliação da Taxa de Convergência

Um outro importante aspecto que deve ser levado em conta é o valor do passo de adaptação μ. Um resultado já conhecido por [Mazo, 1980] é que o algoritmo pode escapar do mínimo local aumentando o valor do passo de adaptação, pois ocorre um aumento no ruído do gradiente. Visando comparar o desempenho entre o DFE-DD convencional e a nossa técnica do DFE-DD em conjunto com o decodificador em termos do passo de adaptação, um exemplo é mostrado na Figura 5.31. A seqüência geradora do código é [5 7] e o canal é $h(z) = 1{+}0{,}4z^{-1}{-}0{,}2z^{-2}{+}0{,}8z^{-3}{-}0{,}7z^{-4}{+}0{,}1z^{-5}$. Os mesmos valores de passo foram utilizados em ambas técnicas. As curvas de erro foram obtidas através da média de 40 realizações independentes.

Na Figura 5.31(a), o passo de adaptação é muito pequeno, fazendo com que o DFE-DD convencional permaneça preso num mínimo local. Já as técnicas conjuntas conseguem convergir na direção da solução ótima. Por outro lado, a Figura 5.31(b) mostra um caso onde o DFE-DD convencional consegue escapar do mínimo local, graças ao ruído do gradiente. Contudo, as técnicas conjuntas conseguem convergir significativamente mais rápido. Note que a nossa proposta consegue ser sensivelmente mais rápida que a técnica original de [Ariyavisitakul e Durant, 1998], e pouca coisa mais rápida que o DDFSE-DD. Já a Figura 5.31(c) apresenta um caso com bastante ruído do gradiente, dado o elevado valor do passo de adaptação. Nessa situação, as técnicas conjuntas perdem desempenho, a menos da DDFSE-DD, e passam a convergir depois da técnica convencional. Note-se que o

DFE-DD convencional continua convergindo mais lentamente que a nova proposta da situação anterior. A DDFSE-DD consegue ser mais robusta e, mesmo com esse passo da situação (c), ela consegue convergir um pouco mais rápido que o caso anterior. Apesar de não estar mostrado aqui, passos superiores ao dessa última situação levaram o DDFSE-DD a convergir mais lentamente.

Note-se que em equalizadores adaptativos, a velocidade de convergência aumenta conforme aumenta o passo, até que o processo de adaptação torne-se instável. Já com a concatenação do decodificador, o passo ótimo, em termos de velocidade de convergência, não é o maior passo possível. A determinação analítica deste passo ótimo não é um problema óbvio, sendo necessário utilizar de simulações para a determinação do mesmo.

Lembramos também que, nesse último caso, o passo de adaptação já se encontra próximo do limite para o qual a convergência é garantida e, portanto, a técnica convencional não pode melhorar muito mais sem correr o risco de que o algoritmo divirja.

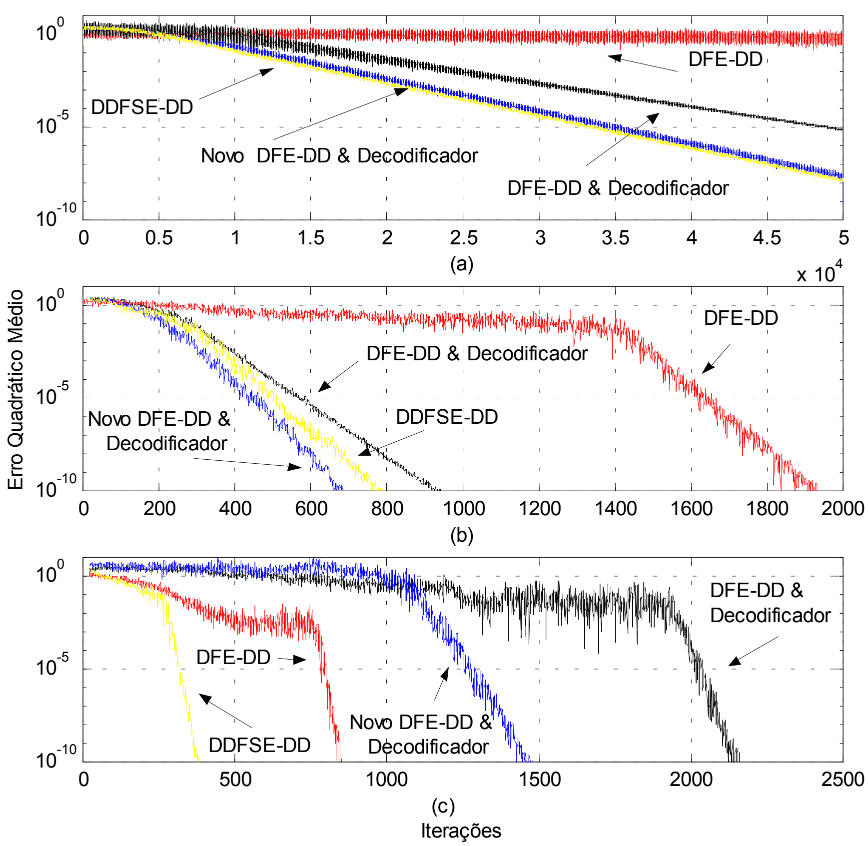


Figura 5.31. Comparação dinâmica entre o DFE-DD convencional, a técnica originalmente proposta, a nossa nova técnica conjunta e o DDFSE-DD: (a) $\mu = 1x10^{-4}$, (b) $\mu = 0{,}01$, (c) $\mu = 0{,}05$

5.5. Conclusão

Os resultados deste capítulo apontam que é possível tornar a convergência do FLT-DD mais robusta, quando utilizado em conjunto com o decodificador. Mostramos que é possível eliminar o mínimo local indesejado em alguns casos, e em outros, podemos torná-lo menos profundo.

Já no caso da equalizador de decisão realimentada, o DFE, é possível, dentro da classe de canais trabalhadas, convergir para o mínimo global, enquanto o DFE-DD convencional converge para o mínimo local. Mostramos que a nossa proposta apresenta uma melhor convergência do que a técnica originalmente proposta por [Ariyavisitakul e Durant, 1998] e que o DDFSE-DD é a técnica que possibilita a melhor expansão do domínio de atração do mínimo global. Todavia, essa última técnica é a que possui os mínimos locais, quando existentes, com os maiores domínios de atração, seguidos da nossa técnica e da original.

Quando utilizou-se a modulação 8-PSK, obtivemos uma queda de desempenho tanto para a nossa técnica como para o DDFSE-DD, mas ambas mantêm-se mais eficientes do que a DFE-DD convencional.

Outro resultado interessante é que somente o DDFSE-CMA converge para o mínimo global no canal $h(z) = 1+z^{-1}-z^{-2}$, enquanto as outras duas técnicas conjuntas convergem para um mínimo local. Todavia, isso não ocorre utilizando-se o LMS-DD, que permite que todas as técnicas conjuntas convirjam para o mínimo global. Isso é curioso, uma vez que os resultados obtidos na literatura tendem a apontar o CMA como sendo mais robusto que o LMS-DD. Entretanto, em canais de fase mínima que induzem a convergência do DFE-DD para o mínimo local, o DFE-CMA consegue convergir para o mínimo global sem a ajuda do decodificador.

A técnicas conjunta de [Ariyavisatakul e Durant, 1998] e a nossa proposta possuem a vantagem de não acarretar em custo computacional adicional, enquanto a DDFSE acrescenta um custo que pode ser considerável dependendo do número de estados do decodificador e do tamanho do filtro de realimentação.

Além da vantagem de melhorar a convergência do modo autodidata, essas técnicas proporcionam redução na taxa de erro de pacote/bit após a convergência, pois reduzem o efeito da propagação de erro.

Fica como proposta para trabalhos futuros uma avaliação da convergência com canais com resposta precursora e filtro de alimentação. A extensão desta análise para outros códigos como, por exemplo, códigos invariantes a rotações de 90^o, seria também bastante interessante.

Capítulo 6

Utilização Conjunta de TCM & Equalização Espaço-Temporal

Em sistemas de comunicação rádio-móvel, os principais impedimentos para o aumento de capacidade e obtenção de taxas mais altas são a existência de interferência co-canal (*Co-Channel Interference* – CCI) e de interferência intersimbólica, que ocorre devido a presença de multipercursos atrasados.

A mitigação da CCI pode ser feita por meio de um arranjo de antenas, que trabalha no domínio espacial. Ele tem a capacidade de, através do conhecimento das assinaturas espaciais, ou seja, através do conhecimento da direção de chegada (*Direction Of Arrival* – DOA) dos sinais, formar feixes na direção do sinal desejado e suprimir a CCI. Além disso, o arranjo é capaz de fazer uso da diversidade espacial, caso esta exista, compensando eventuais perdas de relação sinal-ruído que decorrem da existência do fenômeno de desvanecimento. O arranjo também é capaz de eliminar a IIS, cancelando os multipercursos atrasados. Todavia, seria necessário utilizar muitas antenas devido à riqueza de multipercursos [Liang, 1998].

Por outro lado, o processamento apenas temporal busca a eliminação da IIS utilizando-se da assinatura temporal do sinal desejado, ou seja, da resposta impulsiva do canal. Isto é feito com apenas uma única antena e uma unidade de processamento como, por exemplo, um filtro FIR ou um equalizador de Viterbi. Ainda, é possível tirar proveito da diversidade temporal caso esta exista. Somando-se o uso de equalizadores com amostragem fracionária, torna-se possível a eliminação de CCI, mas tal fato depende do grau de diversidade temporal disponível dentro dos subcanais. Neste caso, tais subcanais podem ser correlacionados, o que acarretaria num realçamento do ruído e, por conseguinte, perda no desempenho do equalizador [Liang, 1998].

Desta forma, devido a limitações práticas fundamentais, somente o processamento espacial, ou somente o temporal, não podem cancelar a CCI e a IIS ao mesmo tempo. A combinação de ambas as técnicas leva ao processamento espaço-temporal, que permite explorar completamente as características espaciais e temporais do canal rádio-móvel e, portanto, suprimir tanto a CCI quanto a IIS.

Este capítulo apresenta duas técnicas de processamento espaço-temporal: uma delas é caracterizada por possuir em cada antena um equalizador temporal do tipo FIR, enquanto a outra faz o processamento espaço-temporal de forma desacoplada. Tal estrutura filtra a seqüência de treinamento, de forma a fazer com que o arranjo de antenas cancele somente a CCI, deixando a IIS para ser cancelada por um equalizador temporal. Isso possibilita aumentar os graus de liberdade do arranjo, permitindo cancelar de forma mais eficiente a CCI e/ou utilizar um menor número de antenas, que é um dos fatores preponderantes no preço de um sistema celular. Ilustramos por meio de simulações o funcionamento de ambas estruturas, mostrando a sensibilidade aos parâmetros do canal. Feito isso, aplicamos as técnicas conjuntas utilizadas no capítulo anterior.

O presente capítulo está organizado como se segue. A seção 6.1 apresenta o modelo do canal rádio móvel. A seção 6.2 apresenta uma tentativa de classificação das estruturas espaço-temporais, enquanto a seção 6.3 apresenta algumas técnicas em maiores detalhes. A seção 6.4 mostra, através de simulações, a sensibilidade das técnicas a alguns parâmetros do canal rádio móvel. Os resultados do emprego de equalização espaço-temporal e códigos corretores de erro está mostrado na seção 6.5 e, finalmente, a seção 6.6 apresenta as conclusões deste capítulo.

6.1 Modelo do Canal Rádio-Móvel

Considere um arranjo de antenas disposto linearmente e com igual espaçamento entre as antenas. Então, a diferença de fase entre duas antenas consecutivas associada à n-ésima onda incidente sobre o arranjo é dada por:

$$\phi_n = \frac{2\pi\, d \sin(\theta_n)}{\lambda} \tag{6.1}$$

onde θ_n é a direção de chegada (*Direction Of Arrival* – DOA) da n-ésima onda, d é a distância em comprimentos de onda entre as antenas e λ é o comprimento de onda da portadora. Considerando-se que a primeira antena possui fase nula como valor de referência e, fazendo-se $d = \lambda/2$, é possível definir o vetor de resposta do arranjo como:

$$\mathbf{f}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\pi \sin(\theta)} & \cdots & e^{j(M-1)\pi \sin(\theta)} \end{bmatrix}^T \tag{6.2}$$

A seguinte equação descreve o modelo de desvanecimento de Jakes [Jakes, 1974] para o ambiente espaço-temporal:

$$\alpha(t) = N^{-1/2} \sum_{n=1}^{N} e^{j[2\pi f_d \cos(\phi_n) + \Phi_n]} \mathbf{f}(\theta_n) \tag{6.3}$$

onde N é o número de ondas recebidas, que se assumiu aqui igual a 80, Φ_n é uma fase aleatória referente ao atraso da n-ésima onda e uniformemente distribuída entre 0 e 2π, θ_n é uma variável aleatória uniformemente distribuída entre $[\theta-\Delta/2, \theta+\Delta/2]$, onde θ é a DOA do percurso, e Δ é o espalhamento angular.

O espalhamento angular age de forma similar no domínio do espaço aos conhecidos conceitos de espalhamento de atraso e efeito Doppler no domínio do tempo, e está ilustrado na Figura 6.1. Assumimos aqui que cada percurso resolvível, visto na estação rádio-base, está associado a um anel de espalhamento localizado em torno do terminal rádio-móvel, não havendo espalhamento próximo à estação rádio-base. Este modelo foi proposto e analisado por vários autores como, por exemplo, [Cavalcanti e Romano, 2001]. Atrasos de percursos significativamente diferentes podem ser associados a diferentes anéis espalhadores. Tal modelo pode ser melhorado, mas é satisfatório para este trabalho.

A maior freqüência Doppler (f_d [Hz]) está relacionada à velocidade do móvel v [m/s] e à freqüência da portadora f_c, sendo dada por:

$$f_d = \frac{vf_c}{c} \tag{6.4}$$

onde c é velocidade da luz, ou seja, aproximadamente 300.000 km/s.

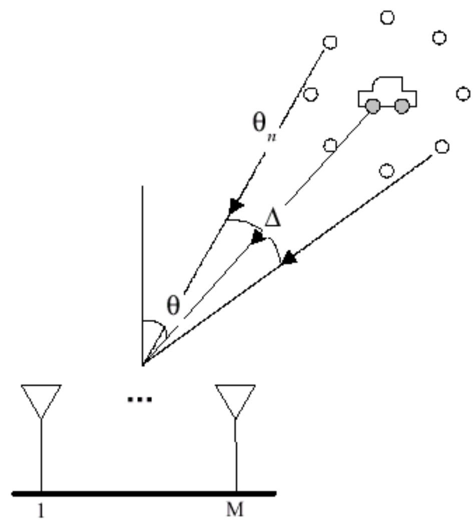


Figura 6.1. Conceito de Espalhamento Angular

Usualmente, faz-se uso do cosseno levantado como pulso de conformação de transmissão, cuja resposta impulsiva é dada por:

$$p(t) = \frac{\operatorname{sinc}\left(\frac{t}{T}\right)\cos\left(\frac{\pi\beta t}{T}\right)}{\left(1 - \frac{4\beta^2 t^2}{T^2}\right)} \tag{6.5}$$

onde T é o período de símbolo e β é o fator de *rolloff* ou fator de excesso de faixa.

Desta forma, a resposta impulsiva do canal espaço temporal pode ser escrita como:

$$\mathbf{h}(t) = \sum_{i=0}^{percursos-1} \alpha_i(t)\, p(t)\, \delta(t - t_i) \tag{6.6}$$

onde t_i é o atraso, α_i é o desvanecimento espaço-temporal do i-ésimo percurso e $\delta(t)$ é a função impulso. Por motivos de simulação, essa resposta tem de ser feita finita. Assim, nas nossas simulações, a equação (6.6) obedece a seguinte restrição:

$$\mathbf{h}(t) = \begin{cases} \mathbf{h}(t), & se \quad -X \le t \le Y \\ 0\ , & caso \quad contrário \end{cases} \tag{6.7}$$

onde os valores X e Y são dados nas seções de simulação.

Seja $a(k)$ a seqüência de símbolos do usuário. Assim, considerando o caso SU-SIMO (*Single-User Single-Input Multiple-Output*), podemos escrever o sinal de entrada do arranjo de antenas:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a(k)\mathbf{h}(t-kT) + \mathbf{n}(t)\,, \tag{6.8}$$

onde $\mathbf{n}(t)$ é um vetor que contém ruído gaussiano branco aditivo.

6.2 Uma Tentativa de Classificação das Estruturas Espaço-Temporais

Na Figura 6.2, descrevemos uma possível classificação dos tipos de estruturas espaço-temporais. Podemos observar que existe o grupo de estruturas lineares, formado apenas pela estrutura espaço-temporal convencional com um filtro linear em cada antena (ST-LE – em Inglês). Tal estrutura será mostrada com maiores detalhes na seção 6.3.

As estruturas não-lineares possuem uma maior variedade, como pode ser observado na Figura 6.2. Entre elas está o estimador vetorial generalizado de seqüência de máxima verossimilhança [Molnar e Bottomley, 1998], que necessita conhecer os canais do usuário desejado, assim como os canais dos interferentes. Tal equalizador possui um gigantesco custo computacional, mas existem formas de reduzí-lo, sem que se perca muito em desempenho [Molnar e Bottomley, 1998]. Contudo, mesmo assim, o seu custo computacional continua grande em relação às demais estruturas.

Também existem estruturas que utilizam o receptor espaço-temporal, associado a algum tipo de equalizador em sua saída. Este equalizador pode ser um equalizador de decisão realimentada, gerando o ST-DFE, ou um estimador de máxima verossimilhança, gerando o ST-MLSE. A estrutura ST-DFE possibilita reduzir o número de coeficientes em cada filtro do receptor ST, especialmente em situações com grande espalhamento angular, e também dá mais graus de liberdade ao mesmo receptor. Já a estrutura ST-MLSE visa melhorar o aproveitamento da diversidade temporal, dar mais graus de liberdade para o receptor espaço temporal e aumentar a robustez do equalizador.

Complementando a classificação, existem as estruturas com processamento desacoplado (D-ST). Nessas estruturas, o arranjo de antenas tenta cancelar somente a CCI (*Co-Channel Interference*), deixando a IIS para ser cancelada por um equalizador temporal. No caso, este pode ser tanto um DFE, quanto um MLSE. Tal técnica objetiva aumentar os graus de liberdade do arranjo de antenas, em comparação ao arranjo de antena tradicional, onde tenta-se cancelar IIS e CCI no próprio arranjo.

Quanto aos algoritmos adaptativos, existe total liberdade de escolha, dependendo mais fortemente das condições do sistema. O único que normalmente utiliza o algoritmo de *Kalman* é o MLSE generalizado, tentando tirar proveito da correlação que caracteriza o ruído multiplicativo que modela o desvanecimento.

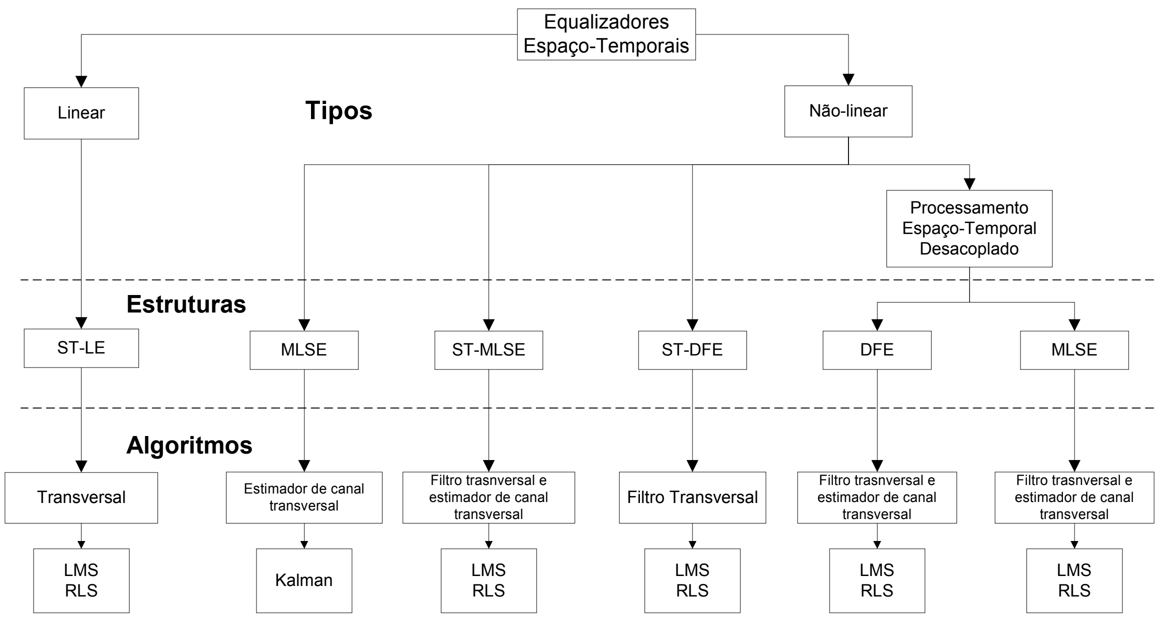


Figura 6.2. Uma possível classificação das estruturas ST.

6.3 Equalizadores Espaço-Temporais

Das estruturas citadas na seção anterior, iremos selecionar algumas delas, visando mostrar suas características de funcionamento e comportamento para diversos parâmetros do canal. Selecionamos as técnicas ST-LE/DFE e as técnicas com processamento desacoplado D-ST-DFE/MLSE.

6.3.1 Equalizadores Espaço-Temporais: ST-LE e ST-DFE

A estrutura ST-LE (Figura 6.3) é formada apenas do receptor espaço-temporal, ou seja, de um arranjo de antenas onde cada antena possui um filtro linear.

O vetor de coeficientes do receptor ST-LE é definido como:

$$\mathbf{w}(n) = \left[w_{1,0}(n) \;\; w_{2,0}(n) \;\; \cdots \;\; w_{M,0}(n) \;\; w_{1,1}(n) \;\; w_{2,1}(n) \;\; \cdots \;\; w_{M,1}(n) \cdots \; w_{M,K-1}(n) \right]^T \qquad (6.9)$$

onde M é o número total de antenas e K é o número de coeficientes do filtro em cada antena.

O vetor de entrada do receptor ST é definido por:

$$\mathbf{x}(n) = \left[x_1(n)\ \ x_2(n)\ \cdots\ x_M(n)\ \ x_1(n-1)\ \ x_2(n-1) \cdots x_M(n-1) \cdots x_M(n-K+1)\ \right]^T \quad (6.10)$$

Assim, a saída do ST-LE é dada por:

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n)\mathbf{x}(n) \quad (6.11)$$

A estrutura ST-DFE é formada pelo receptor ST acrescido de um DFE em sua saída (Figura 6.4). Os vetores de peso e de entrada do DFE são definidos como:

$$\mathbf{w}_{DFE}(n) = \begin{bmatrix} b_1(n) \\ b_2(n) \\ \vdots \\ b_N(n) \end{bmatrix} \quad \mathbf{x}_{DFE}(n) = \begin{bmatrix} \hat{a}(n-D-1) \\ \hat{a}(n-D-2) \\ \vdots \\ \hat{a}(n-D-N) \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

onde N é o número de coeficientes no filtro de realimentação e $\hat{a}(n)$ é a estimativa de $a(n)$ e D é o atraso de treinamento.

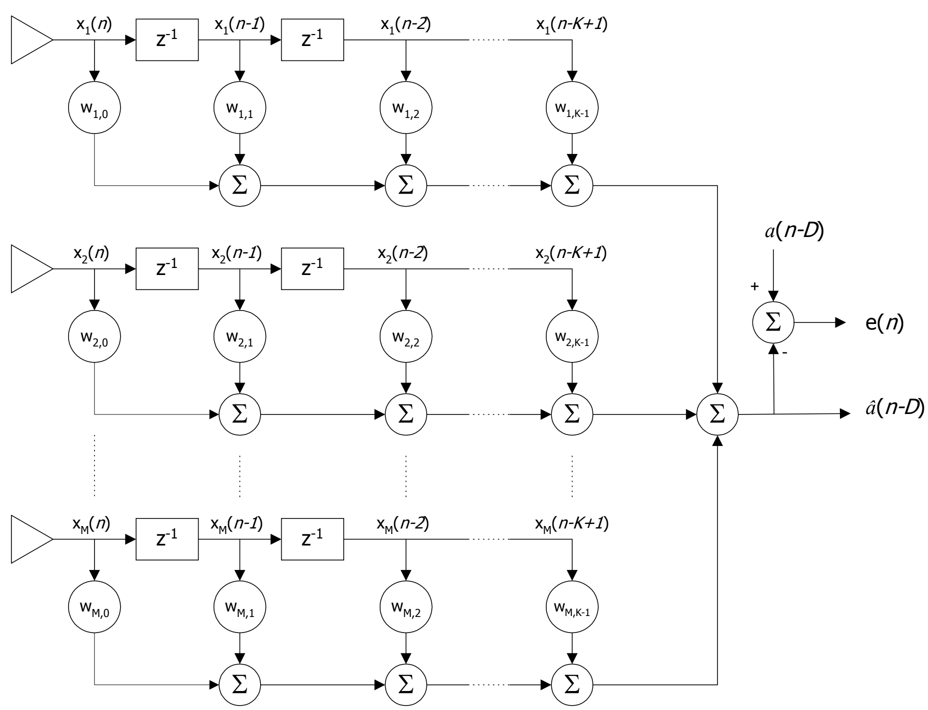


Figura 6.3. Estrutura ST-LE

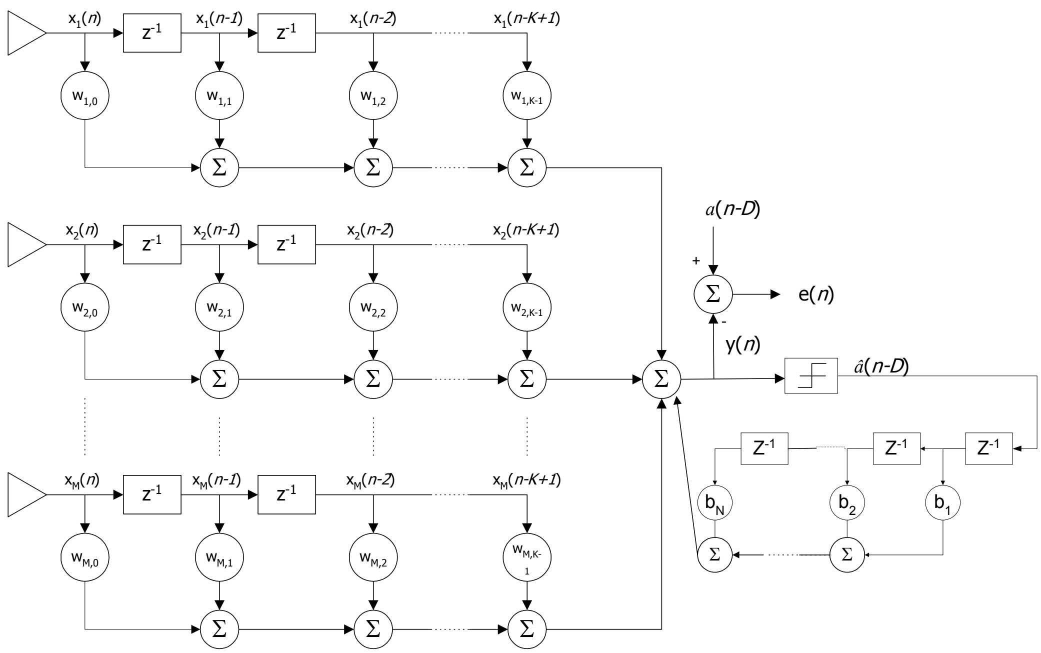


Figura 6.4. Estrutura ST-DFE

A saída do ST-DFE é a soma entre a saída do receptor ST e a do DFE. Assim, temos:

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n)\mathbf{x}(n) + \mathbf{w}_{DFE}^H(n)\mathbf{x}_{DFE}(n) \tag{6.13}$$

A maior vantagem da estrutura ST é a possibilidade de se fazer um bom uso dos multipercursos com uma complexidade computacional inferior a um estimador vetorial generalizado de seqüência de máxima verossimilhança. O receptor ST pode fazer uso da diversidade temporal, que não é possível somente com processamento espacial. Pode-se ver a estrutura ST explorando a diversidade temporal pela ilustração da Figura 6.5, onde são empregadas três antenas, com uma relação energia de bit por ruído (E_b/N_o) igual a 20 dB por antena e dois percursos do usuário desejado (0^o sem atraso e 30^o com atraso *T*). Fazendo-se $\mathbf{h}_f = \mathbf{f}(\theta)$ (vide eq.(6.3)), assume-se que não há desvanecimento no canal neste momento. Considera-se que há sincronismo perfeito e fez-se treinamento durante todos os símbolos transmitidos. As respostas da estrutura ST para 0^o e 30^o, mostrados na Figura 6.5, foram obtidas multiplicando-se o conjugado de um conjunto circulado de pesos pelo vetor resposta do arranjo $\mathbf{f}(\theta)$, onde θ assume os valores 0^o e 30^o. As respostas do canal e do equalizador, para um dado ângulo, estão representadas por um vetor linha onde o primeiro elemento representa atraso igual a 0, e o segundo elemento representa atraso igual a *T*.

Pode ser observado na Figura 6.5 que o ST-LE realiza uma boa equalização do canal graças ao uso de multicanais espaciais, disponíveis no ambiente rádio-móvel. Além disto, o receptor ST consegue usar construtivamente os multipercursos do usuário desejado caso haja graus de liberdade suficientes das antenas. Note que nesse caso, a estrutura ST-LE captura cada raio, sincronizando-os. Como ambos os raios possuem igual potência, o ganho para cada um é aproximadamente igual a 0,5, de forma a maximizar a relação sinal ruído.

É comum, na literatura estudada, a utilização de estruturas fracionalmente espaçadas (FS – em Inglês). Este tipo de estrutura oferece maior robustez, devido à adição de subcanais temporais, quando comparados com a estrutura espaçada de símbolo (SS – em Inglês). Apresentaremos, na seção de resultados, a comparação de desempenho com sua correspondente SS, visando mostrar os benefícios da estrutura fracionária.

6.3.2 Equalizadores Espaço-Temporais Desacoplados

Nesta seção, iremos analisar a estrutura proposta originalmente por [Leou *et al.*, 2000] e retratada na Figura 6.6. A principal idéia por trás desta estrutura é a de se fazer com que o arranjo de antenas tente cancelar somente a CCI. O estratagema utilizado para atingir tal objetivo é fazer com que o arranjo seja treinado com uma seqüência de treinamento modificada, de tal forma que esta contenha o padrão de IIS presente no sinal recebido pelo arranjo. Isto permite que o arranjo não cancele os multipercursos dos usuários desejados, dando a ele mais graus de liberdade a fim de cancelar mais CCI. Um filtro transversal é responsável por modificar a seqüência de treinamento, sendo este adaptado com o erro obtido da comparação da sua saída e da saída do arranjo de antenas. Dado que a saída do arranjo de antenas ainda contém IIS, utiliza-se posteriormente um equalizador temporal DFE para eliminá-la.

O vetor de coeficientes do arranjo da estrutura desacoplada é definido por:

$$\mathbf{w}(n) = \begin{bmatrix} w_1(n) & w_2(n) & \cdots & w_M(n) \end{bmatrix}^T \tag{6.14}$$

onde M é o número de antenas.

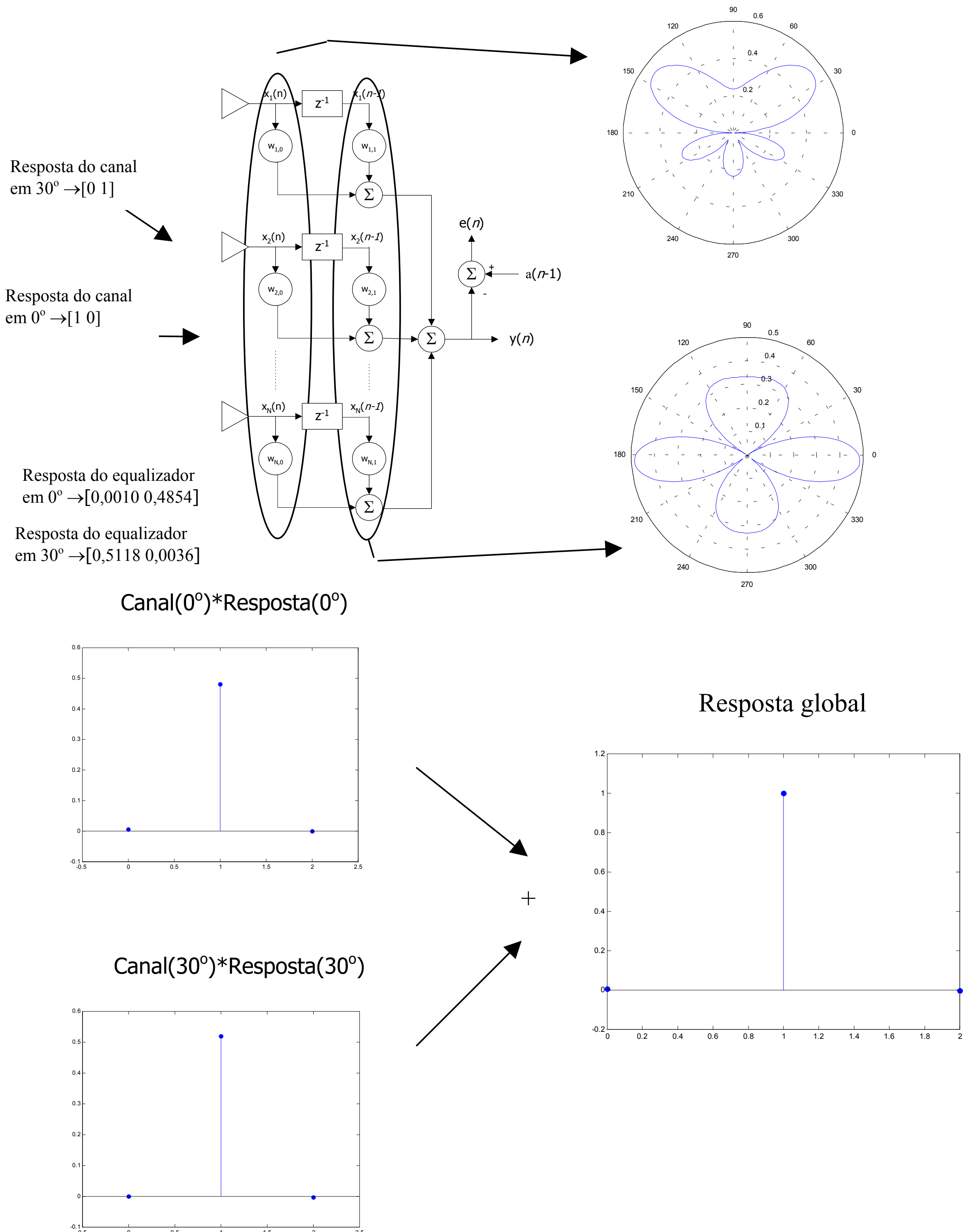


Figura 6.5. Exemplo ilustrativo mostrando o funcionamento da ST-LE.

O vetor de entrada das antenas é dado por:

$$\mathbf{x}(n) = \begin{bmatrix} x_1(n) & x_2(n) & \cdots & x_M(n) \end{bmatrix}^T \tag{6.15}$$

O vetor de coeficientes do filtro transversal que altera a seqüência de treinamento é definido por:

$$\mathbf{c}(n) = \begin{bmatrix} c_1(n) & c_2(n) & \cdots & c_j & \cdots & c_d(n) \end{bmatrix}^T \tag{6.16}$$

onde d é o número de coeficientes e c_j é um coeficiente mantido com valor constante igual a um, de forma a se evitar a solução trivial de um vetor nulo. Podemos adiantar que tal estrutura age como um estimador de canal. Assim, o valor de j define quantos coeficientes serão utilizados para estimar as respostas precursora e poscursora do canal. Por exemplo, quando j = 1, considera-se que não há precursor e que os demais coeficientes estimam a resposta poscursora. Quando j = 2, significa que c_1 é utilizado para estimar a resposta precursora e de c_3 em diante são utilizados para estimar a resposta poscursora, e assim por diante. Deste modo, o vetor de entrada do filtro transversal que altera a seqüência de treinamento é dado por:

$$\mathbf{a}(n) = \begin{bmatrix} a(n+j-1) & a(n+j-2) & \cdots & a(n+j-d) \end{bmatrix}^T \tag{6.17}$$

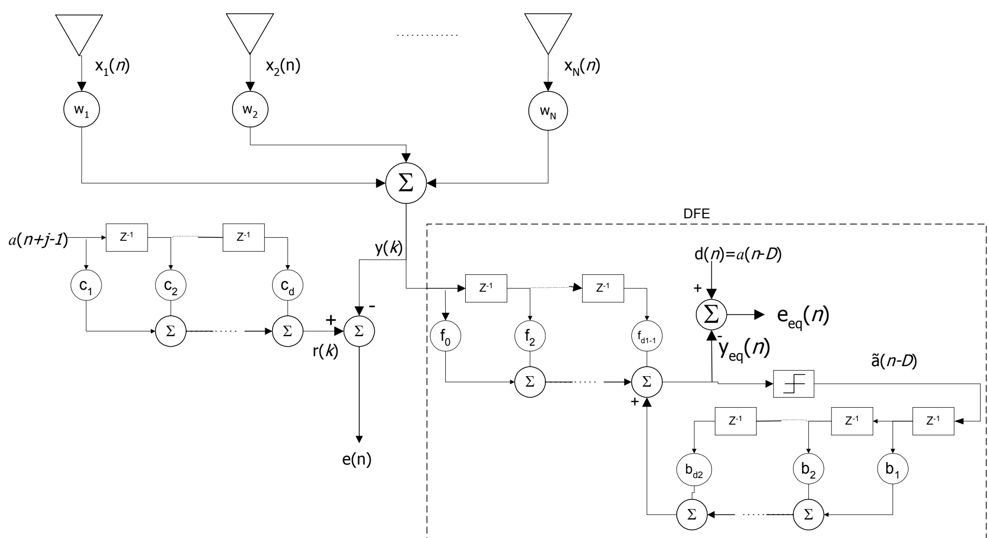


Figura 6.6. Estrutura espaço-temporal desacoplada, com filtro DFE [Leou *et al.,* 2000]

Por sua vez , o erro é dado por:

$$e(n) = r(n) - y(n) \tag{6.18}$$

onde:

$$r(n) = \mathbf{c}^H(n)\mathbf{a}(n) \tag{6.19}$$

e

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n)\mathbf{x}(n) \tag{6.20}$$

A entrada do DFE e o vetor de coeficientes são dados respectivamente por

$$\mathbf{x_e}(n) = \left[y(n) \quad y(n-1) \quad \cdots \quad y(n-d_1+1) \quad a(n-D-1) \quad \cdots \quad a(n-D-d_2) \right]^T \tag{6.21}$$

e

$$\mathbf{w}_e(n) = \left[f_0(n) \quad f_2(n) \quad \cdots \quad f_{d_1-1}(n) \qquad b_1(n) \quad \cdots \quad b_{d_2}(n) \right]^T \tag{6.22}$$

onde d_1 e d_2 são respectivamente o número de coeficientes no filtro alimentação (FFF) e realimentação (FBF) do DFE.

O erro de adaptação do DFE é definido por:

$$e_e(n) = s(n-D) - \mathbf{w_e^H}(n)\mathbf{x_e}(n) \tag{6.23}$$

onde D é o atraso de adaptação.

Os vetores de coeficientes e de entrada utilizados na adaptação são dados por:

$$\mathbf{w}_a(n) = \left[w_1(n) \;\; w_2(n) \cdots w_N(n) \;\; -c_1(n) \;\; -c_2(n) \cdots -c_{j-1}(n) \;\; -c_{j+1}(n) \cdots -c_d(n) \right]^T \tag{6.24}$$

e

$$\mathbf{x}_a(n) = \left[x_1(n) \; x_2(n) \cdots x_N(n) \;\; a(n+j-1) \; a(n+j-1) \cdots a(n+1) \;\; a(n-1) \;\cdots a(n+j-d) \right]^T \tag{6.25}$$

A Figura 6.7 mostra a estrutura utilizada por [Leou *et al.*, 2000] em contraponto à técnica desacoplada. Tal estrutura, chamada de *adaptive array and equalizer* (AE), nada mais é que um arranjo de antenas seguido de um DFE que tem a função de eliminar alguma IIS que não tenha sido eliminada pelo arranjo. Primeiramente, podemos perceber que o arranjo de antenas da estrutura AE é treinado diretamente com o sinal desejado, fazendo-o cancelar a CCI e os multipercursos atrasados responsáveis pela geração da IIS. Contudo, devido à riqueza de multipercursos e à presença de um número considerável de interferentes, é possível que o arranjo não consiga ter graus de liberdade o suficiente para realizar essa tarefa. Então, o DFE é utilizado para cancelar alguma IIS que não tenha sido eliminada pelo arranjo de antenas.

A maior vantagem da estrutura desacoplada está em que ela faz com que o arranjo de antenas fique praticamente insensível aos multipercursos do usuário desejado, pois o arranjo passa a cancelar somente a CCI e, por conseguinte, um número menor de antenas é necessário para um dado cenário de interferência. Outra vantagem é que esta técnica desacoplada requer um número menor de coeficientes quando comparada às técnicas de processamento espaço-temporais convencionais e, portanto, o seu custo computacional pode ser menor.

Contudo, a estrutura desacoplada possui a desvantagem de sofrer do fenômeno da propagação de erro, uma vez que é composta por estruturas recursivas, o DFE, além do filtro que utiliza recursivamente suas saídas para rastrear o canal no modo de decisão direta. Isto leva a crer que tal estrutura possa se beneficiar do uso conjunto de equalização e códigos corretores de erro, a fim de reduzir o fenômeno da propagação de erro. Existe outra desvantagem associada à restrição imposta ao filtro que altera a seqüência de treinamento. Caso a energia do cursor do canal diminua muito, possivelmente haverá o fenômeno de realçamento de ruído, uma vez que será preciso amplificar consideravelmente o sinal de forma a se satisfazer a restrição.

Apenas para comparação, nós apresentamos, nas Figuras 6.8 e 6.9, o diagrama de radiação e as constelações de saída do AE e do D-ST-DFE. A modulação utilizada foi a $\pi/4$-DQPSK e, em ambas estruturas, temos três antenas. O cenário escolhido foi o seguinte: E_b/N_o igual a 25 dB por antena, três percursos do usuário desejado (em 0^o sem atraso, 15^o com atraso de $0{,}25T$ e 50^o com atraso de $0{,}5T$) e dois interferentes (20^o e -40^o sem atrasos). Além disso, adotamos um caso estático com $\alpha = \mathbf{f}(\theta)$ e uma resposta impulsiva de canal para $X = 0$ e $Y = T$ (6.7). É assumido perfeito sincronismo de símbolo e treinamento durante todo o *time slot*. Os parâmetros dos equalizadores são $j = 1$, $D = 0$, $d_1 = 1$ e $d_2 = 1$.

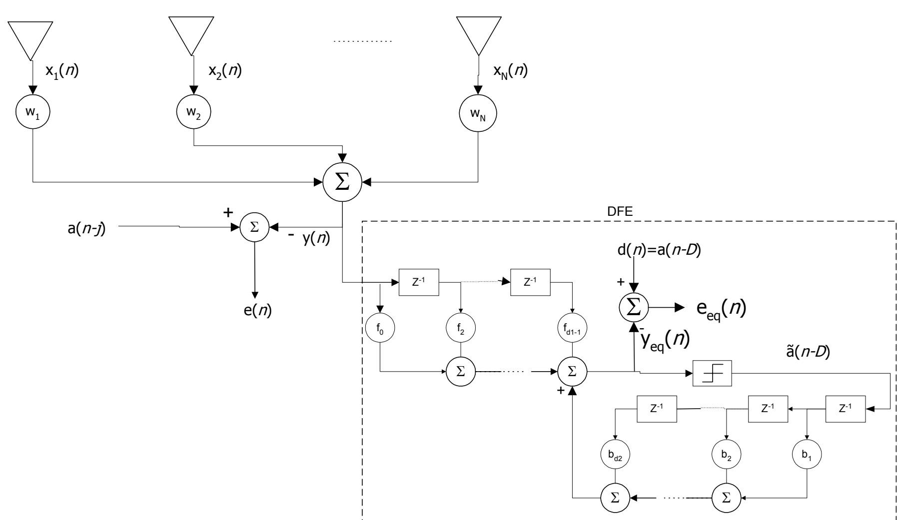
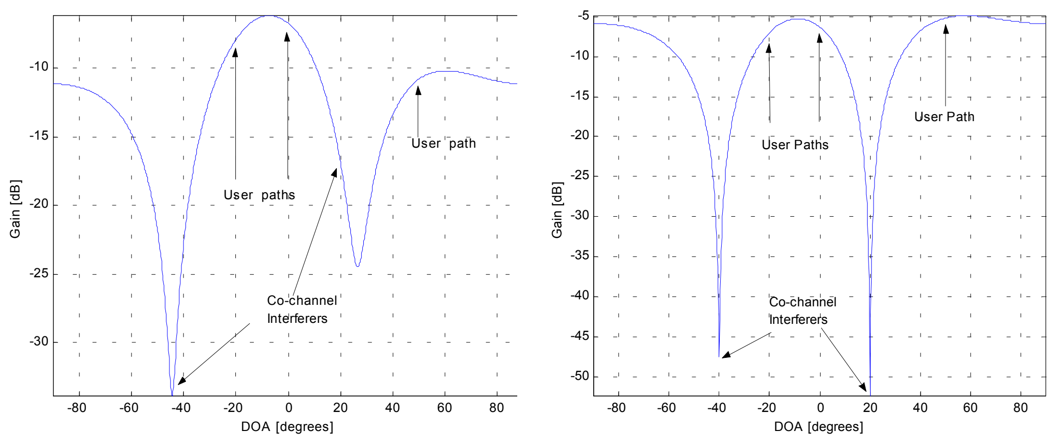
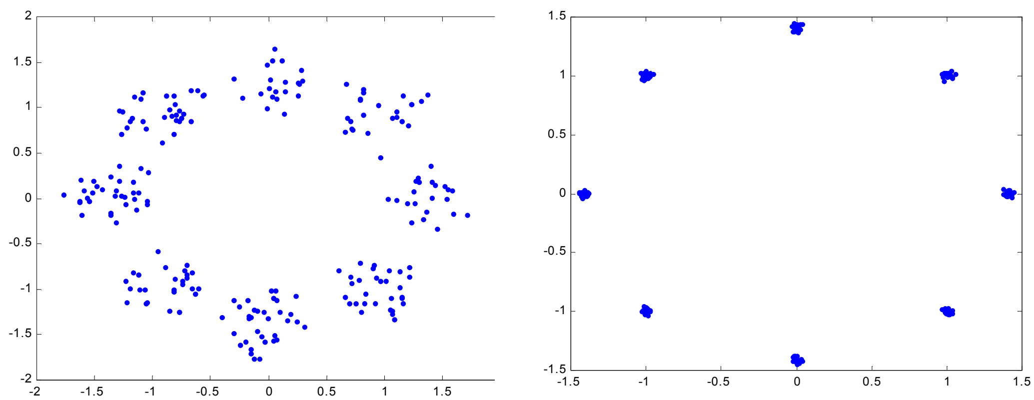


Figura 6.7. Arranjo de antenas seguido de um DFE (AE)



(a) (b)

Figura 6.8. Diagrama de radiação para (a) o arranjo de antenas convencional e (b) a estrutura desacoplada



(a) (b)

Figura 6.9. Saída do (a) DFE do AE, e (b) DFE da estrutura desacoplada

Na técnica desacoplada, a saída da antena da estrutura D-ST deve ser tão próxima da saída do filtro que modifica a seqüência de treinamento, tanto quanto menor for o erro descrito por (6.18). Quando isto acontece, este filtro age, por assim dizer, como um estimador de canal. Desta forma, podemos utilizar seus coeficientes diretamente no equalizador temporal, dando mais robustez à estrutura, fato que será mostrado na seção de resultados. Este procedimento não foi sequer cogitado em [Leou *et al.*, 2000], mas a referência [Pipon *et al.*, 1997], fazendo uso de uma técnica similar, percebeu tal característica deste filtro que altera a seqüência de treinamento e utilizou seus coeficientes na adaptação do equalizador temporal.

Já que dispomos de um estimador de canal, nós propusemos a substituição do filtro DFE, por um MLSE, pois é mais robusto que o DFE e tem a propriedade de explorar a diversidade temporal, eventualmente presente no canal rádio-móvel, obtendo assim um melhor desempenho. Contudo, tal equalizador implica em um maior esforço computacional, mas seu aumento no desempenho pode ser mais que o suficiente para justificar sua utilização nesse tipo de estrutura desacoplada, como será visto na seção de resultados.

Todavia, como existe uma resposta precursora do canal que não possui uma energia considerável, e portanto a expansão da memória (custo computacional) do MLSE não traria um aumento considerável no desempenho, o FFF será mantido. A estrutura, a qual chamaremos de D-ST-MLSE, está representada na Figura 6.10.

Note-se que a proposta de [Pipon *et al.*, 1997] não leva em conta a existência de resposta precursora, ou simplesmente não desejavam fazer uso de filtros de alimentação.

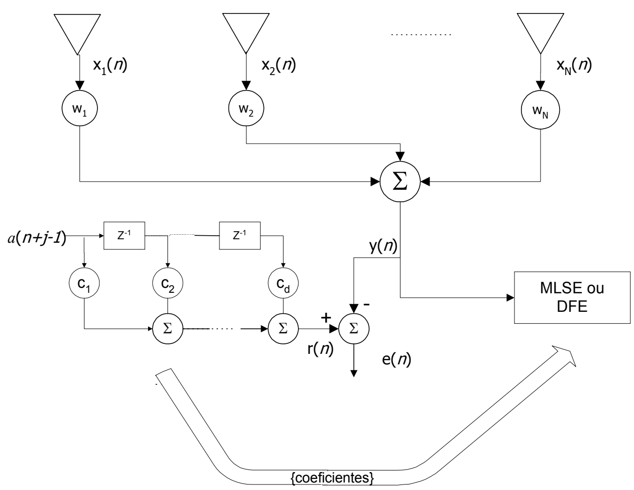


Figura 6.10. Estrutura espaço-temporal desacoplada com equalizador MLSE (D-ST-MLSE)

A obtenção dos coeficientes do DFE ou do MLSE, é feita por meio de uma aproximação da solução MMSE do DFE (equações (6.26) a (6.30)) [Casas *et al.*, 1999], na qual utilizamos os coeficientes do filtro que altera a seqüência de treinamento.

$$\{\mathbf{f},\mathbf{b}\} = \left\{ \left(C\Xi C^H + \sigma^2_{ruído}\mathbf{I}_{d_1 x d_1} \right)^{-1} C\mathbf{e}_D, -\Omega C^H \mathbf{f} \right\} \tag{6.26}$$

onde

$$\mathbf{e}_D = \left[\mathbf{0}_{1xD-1} \; 1 \quad \mathbf{0}_{1xN_{CF}-D-1} \right]^T, \tag{6.27}$$

$$\Xi = \left[\mathbf{I}_{N_{CF} x N_{CF}} - \Omega^T \Omega \right], \tag{6.28}$$

$$\Omega = \left[\mathbf{0}_{d_2 x D+1} \ \mathbf{I}_{d_2 x d_2} \ \mathbf{0}_{d_2 x N_{CF}-d_2-D-1} \right], \tag{6.29}$$

e C é a matriz de convolução dada por:

$$C = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & \cdots & c_d & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & c_1 & c_2 & \cdots & c_d & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_1 & c_2 & \cdots & c_d \end{bmatrix}^*_{d_1 x N_{CF}}, \tag{6.30}$$

onde $N_{CF} = d+d_1-1$é o número de coeficientes da convolução do canal com o FFF. Assumimos, assim como [Casas *et al.*, 1999], que por simplicidade $d_2 < N_{CF}-D$.

6.4 Sensibilidade das Técnicas a Alguns Parâmetros do Canal

Fizemos algumas simulações a fim de mostrar as vantagens e desvantagens de cada estrutura. Escolhemos os parâmetros do sistema IS-136 como referência. O IS-136 possui taxa de símbolos R_s = 24,3 ksímbolos/s e modulação π/4-DQPSK *(differential quadrature phase shift keying*), baseada na seguinte representação:

$$A_m e^{j\phi_n} \quad com \quad \phi_n = \phi_{n-1} + \Delta\phi(b_{cn}, b_{sn}) \tag{6.31}$$

onde A_m é a amplitude máxima do sinal, que neste trabalho foi adotado como $\sqrt{2}$, e $\Delta\phi(b_{cn},b_{sn})$ é a mudança de fase entre símbolos consecutivos, conforme indica a tabela 6.1.

b_{cn}	1	0	0	1
b_{sn}	1	1	0	0
$\Delta\phi(b_{cn},b_{sn})$	π/4	3π/4	-3π/4	-π/4

Tabela 6.1. Mudanças de fase em função dos bits de entrada do modulador

Nesta tabela, b_{cn} e b_{sn} são um par de bits oriundos do codificador de canal. Especificamente no nosso caso, estaremos gerando os bits de forma aleatória com p(0) = ½.

A decodificação da modulação π/4-DQPSK é feita por [Vargas *et al.*, 1996]:

$$\begin{matrix} Y_n = Q_n I_{n-1} - Q_{n-1} I_n \\ X_n = I_n I_{n-1} + Q_n Q_{n-1} \end{matrix} \begin{cases} b'_{sn} = 1 \quad se \quad Y_n > 0; \; b'_{sn} = 0 \quad se \quad Y_n \le 0 \\ b'_{cn} = 1 \quad se \quad X_n > 0; \; b'_{cn} = 0 \quad se \quad X_n \le 0 \end{cases} \tag{6.32}$$

onde I_n e Q_n são as partes real e imaginária do símbolo recebido e, b'_{cn} e b'_{sn} são as estimativas de b_{cn} e b_{sn}, respectivamente.

O *quadro* e o *time slot* está descrito na Figura 6.11. Para facilitar a simulação, só iremos considerar os 134 símbolos posteriores ao sincronismo como dados. Note que o CDVCC pode ser usado como seqüência de treinamento, todavia, ele será tratado aqui como informação.

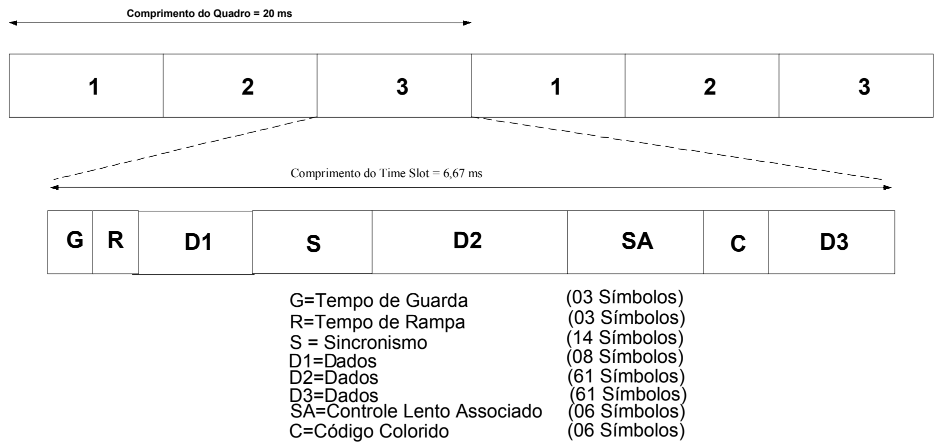


Figura 6.11. Formato do *time slot* e do quadro para o enlace reverso do IS-136.

Adotaremos o modelo de dois percursos, sugerido pela norma [TIA/EIA-136-280-B, 2000]. O atraso relativo entre os dois percursos pode ser de 0,25T, 0,5T e T, e possuem potência média igual a 1, cada um. Assumiremos que ambos os raios possuem espalhamento angular igual a zero, ou seja, não há diversidade espacial, que o raio sem atraso chega com DOA = 0^o e que o raio atrasado chega com DOA = 15^o, salvo quando dito algo em contrário.

Cada interferente possui somente um único raio e, portanto, sofrem desvanecimento plano em freqüência, diferentemente do sinal do usuário desejado que sofre desvanecimento seletivo.

Escolhemos o número de antenas como 3, visto que queremos trabalhar num cenário de pior caso. Além disto, este número de antenas permite mostrar as vantagens e desvantagens das estruturas sem que seja necessário gerar cenários complexos.

A única forma de se reduzir os efeitos do desvanecimento é através da diversidade dos multipercursos do usuário desejado. A eficácia de tal diversidade depende, entretanto, do atraso entre os multipercursos e da habilidade do equalizador em explorá-la. Esta situação explica o porquê das taxas elevadas de erro obtidas em algumas simulações. A escolha de parâmetros para as simulações em cada subseção foram escolhidos de forma a mostrar características específicas como efeito Doppler, espalhamento de atraso e outras.

A resposta impulsiva do canal será considerada para X = $2T$ e Y = $2T$ e, fora deste intervalo, a resposta vale zero, uma vez que sua energia é praticamente nula fora desse intervalo.

O conjunto de resultados está apresentado nas próximas subseções:

6.4.1 Selecionando os parâmetros adequados dos equalizadores ST

Como a energia do canal se concentra nas componentes $t = 0$ e $t = T$, iremos comparar três configurações para o SS ST-LE: 2 coeficientes por antena e 1 símbolo de atraso durante o treinamento, 3 coeficientes por antena e 1 símbolo de atraso durante o treinamento e, por fim, 3 coeficientes por antena e 2 símbolos de atraso durante o treinamento. O fator de esquecimento, λ, utilizado nas simulações é igual a 0,9. Este valor foi obtido após algumas simulações para diferentes velocidades, sendo um bom compromisso entre capacidade de rastreamento e estabilidade. Este valor de fator de esquecimento será utilizado nas demais simulações e em todas as estruturas. A condição inicial da matriz $\mathbf{R_D}^{-1}(0)$ do algoritmo RLS (2.21) foi escolhida como sendo uma matriz identidade e também será utilizada em todas as estruturas.

Como está mostrado na Figura 6.12 , a utilização de 3 coeficientes dá pouco, ou nenhum, aumento no desempenho. Por isso, trabalharemos de agora em diante com a configuração de 2 coeficientes por antena e 1 símbolo de atraso no treinamento. Para outras velocidades, além da apresentada na simulação que resultou na Figura 6.12, o comportamento é muito semelhante.

Essa mesma configuração será utilizada no receptor espaço-temporal do ST-DFE. O número de coeficientes do filtro de realimentação é igual a 2.

A estrutura com amostragem fracionária, o FS (*Fractionally Spaced)* ST-LE, foi projetado para trabalhar com uma taxa de amostragem de $2/T$. Esta estrutura terá 4 coeficientes de forma a manter uma certa equivalência, em termos de tempo coberto, com sua correspondente SS (*Symbol Spaced*). A estrutura com amostragem fracionária possui várias vantagens, dentre elas a baixa sensibilidade ao espalhamento de atraso. Entretanto, tal estrutura pode apresentar um custo computacional proibitivo, principalmente se for necessário utilizar algoritmos rápidos como, por exemplo, o RLS. Tal fato pode ser amenizado utilizando-se de técnicas como as descritas por [Li *et al.*, 1999].

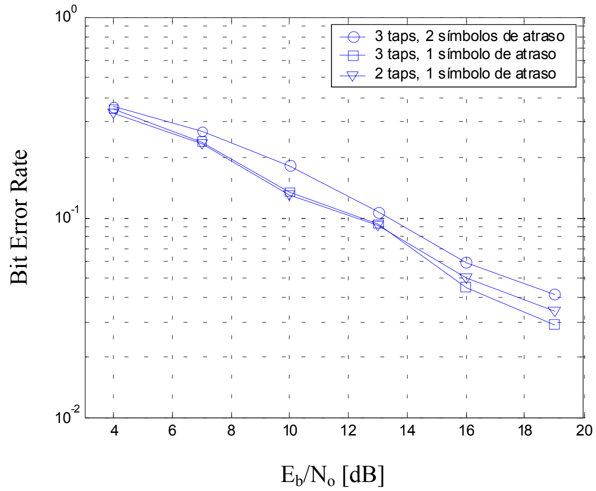


Figura 6.12 Desempenho de algumas configurações da estrutura SS ST-LE para atraso do segundo raio de 0,5*T* e velocidade do móvel de 50 km/h

No caso da estrutura desacoplada, fizemos uma comparação da técnica originalmente proposta por [Leou *et al.*, 2000] e da nossa estrutura modificada, que utiliza os coeficientes do filtro que altera a seqüência de treinamento na adaptação do equalizador temporal.

Na simulação da Figura 6.13, os parâmetros do equalizador D-ST-DFE são $j = 2$, $D = 2$, $d = 4$, $d_1 = 2$ e $d_2 = 2$. Os coeficientes são inicializados com zero a menos de f_1, cujo valor inicial é 1, tendo em vista a possibilidade de tirar vantagem da restrição do filtro que altera a seqüência de treinamento. Como mostrado na Figura 6.12, nossa modificação consegue aumentar a robustez do equalizador, principalmente em relações E_b/N_o mais elevadas, em que o ganho é patente.

Para todas as demais simulações da estrutura D-ST-DFE, iremos adotar os mesmos parâmetros acima. O número de coeficientes do filtro de alimentação, igual a 2, foi escolhido por já apresentar um bom desempenho em termos de cancelamento da resposta precursora, que é pequena na maioria das vezes, fato que pode ser visto em [Cardieri, 1994]. Além disso, note que a ordem desse filtro impõe um atraso no treinamento do arranjo e do filtro que modifica a seqüência de treinamento. Assim, existe um compromisso entre o cancelamento da IIS e atraso de treinamento. Utilizaremos para o D-ST-MLSE dois coeficientes para o FFF. Os atrasos de tentativa de decisão e de decisão são iguais, respectivamente, a $TD = 1$ e $D = 5$. Esses valores foram obtidos por meio de simulação [Batista, 1995].

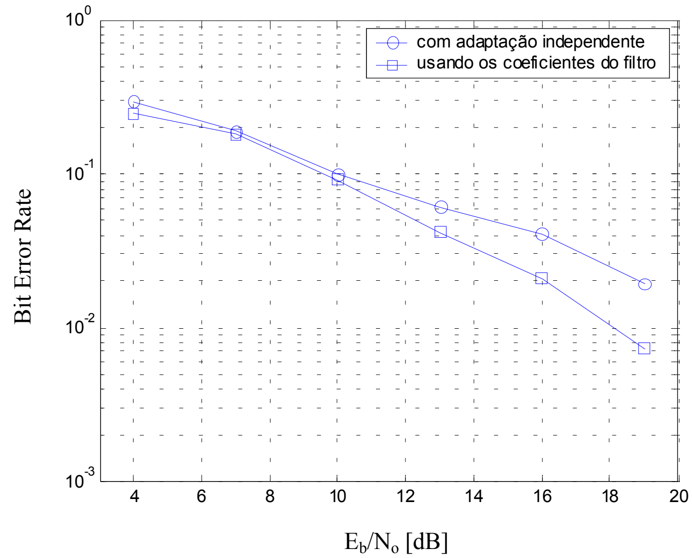


Figura 6.13: Desempenho utilizando adaptação independente *versus* adaptação utilizando os coeficientes que modificam a seqüência de treinamento, na estrutura D-ST-DFE para atraso relativo do segundo raio de 0,5*T* e velocidade do móvel de 50 km/h

6.4.2 Efeito do espalhamento de atraso

Utilizamos os valores de atraso relativo do segundo raio de 0,25*T*, 0,5*T* e *T*, determinados pela norma [TIA/EIA-136-280-B, 2000], a fim de avaliar o desempenho para diferentes espalhamentos de atraso. Nas figuras 6.14 a 6.18, mostramos o desempenho das estruturas para os valores de espalhamento de atraso especificados pela norma.

O desempenho da estrutura SS ST-LE degrada para a situação de atraso igual a 0,5*T* porque, nessa configuração, os subcanais que essa estrutura observa possuem zeros próximos, dificultando a equalização.

Já a estrutura fracionária, consegue tirar proveito da diversidade oferecida pelos multipercursos para qualquer valor de espalhamento de atraso, sendo ela pouco sensível à variação deste, dando uma vantagem considerável sobre a SS.

A ST-DFE é, também, praticamente invariante ao espalhamento de atraso. Tal fato se deve aos graus extras de liberdade do receptor ST, provido pelo filtro de realimentação.

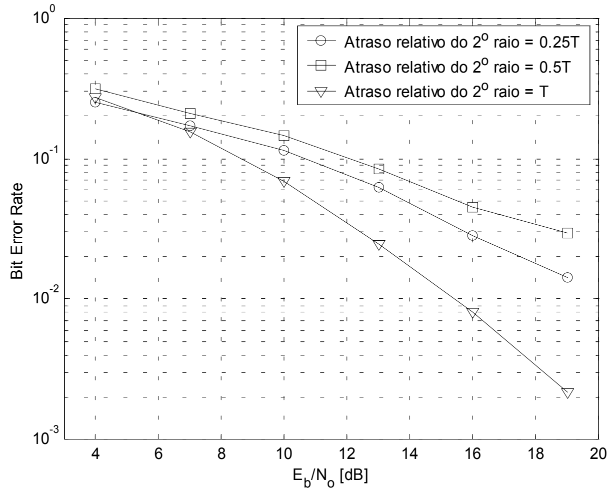


Figura 6.14. Desempenho do SS ST-LE, para velocidade do móvel igual a 50 km/h e SIR$\rightarrow+\infty$.

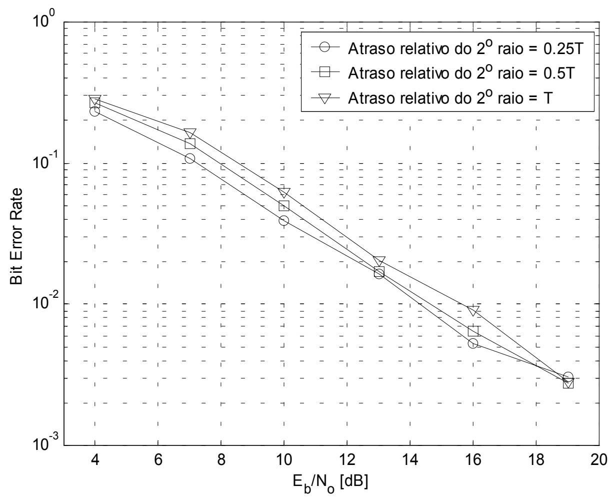


Figura 6.15. Desempenho do FS ST-LE, para velocidade do móvel igual a 50 km/h e SIR$\rightarrow+\infty$.

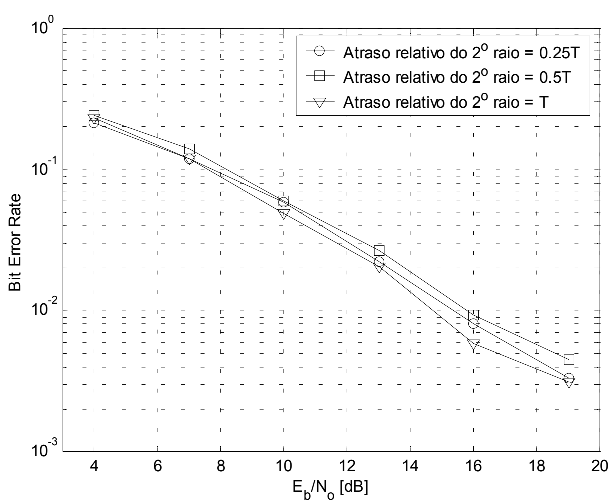


Figura 6.16. Desempenho do ST-DFE, para velocidade do móvel igual a 50 km/h e SIR$\rightarrow+\infty$.

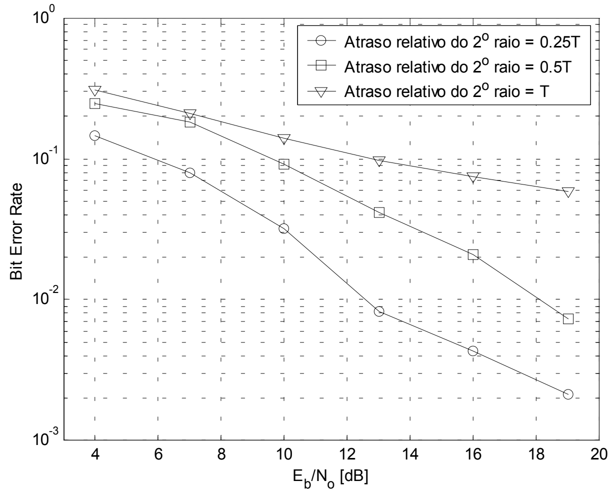


Figure 6.17: Desempenho do D-ST-DFE, para velocidade do móvel igual a 50 km/h e SIR$\rightarrow+\infty$.

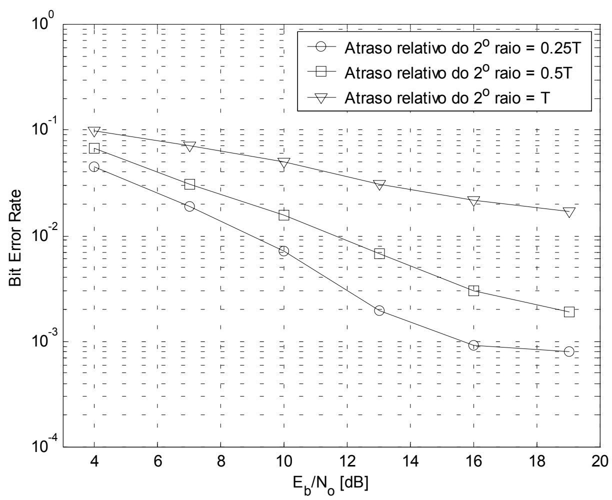


Figura 6.18. Desempenho do D-ST-MLSE, para velocidade do móvel igual a 50 km/h e SIR$\rightarrow+\infty$.

Quanto às estruturas desacopladas, pode-se perceber claramente que ambas são sensíveis ao aumento do espalhamento de atraso. O fato da estrutura D-ST-DFE perder o desempenho já era esperado. Como o DFE cancela a resposta precursora e poscursora, só resta a energia no cursor da resposta do canal para recuperar o símbolo transmitido. Contudo, com o aumento do espalhamento de atraso, menos energia está disponível no cursor do canal, resultando na perda de desempenho.

Todavia, o decréscimo no desempenho da D-ST-MLSE com o aumento do espalhamento de atraso é algo inesperado, fazendo com que ela fique com desempenho aquém das estruturas ST-LE para relações E_b/N_o mais elevadas (Figura 6.21). Tal surpresa decorre do fato de que o desempenho do MLSE melhora com o aumento do espalhamento de atraso, como mostrado em [Jamal *et al.* 1997]. Isto pode ser explicado em razão de se poder explorar de forma mais eficiente a diversidade temporal em função da maior descorrelação entre os percursos. Nós acreditamos que uma justificativa para este comportamento esteja relacionada a uma deficiência na captura do percurso atrasado, o que, por sua vez, refletiria nos coeficientes do estimador de canal.

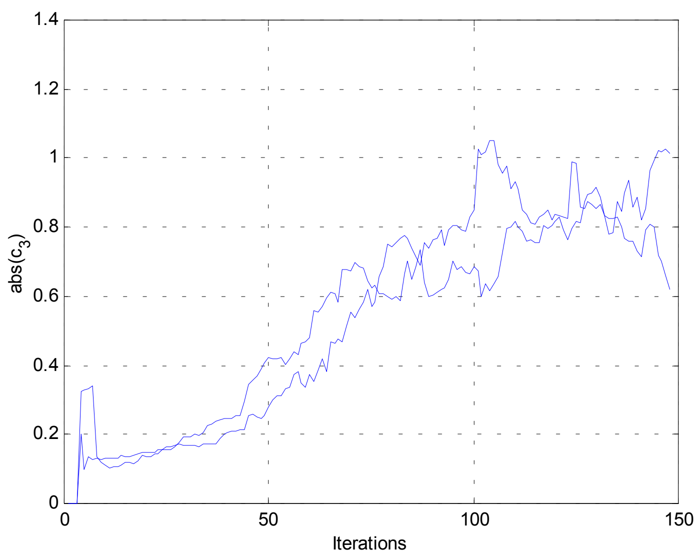


Figura 6.19. Duas observações do valor absoluto de c_3 durante um *time slot*., sem a presença de desvanecimento.

Com a finalidade de apoiar tal hipótese, geramos um exemplo em que a evolução temporal do coeficiente responsável pela captura do percurso atrasado está representado na Figura 6.19. Neste exemplo, fizemos com que a estrutura fosse treinada durante todo o *time slot* e que não houvesse desvanecimento, ou seja, $\mathbf{h}_f = \mathbf{f}(\theta)$. Os DOAs dos dois percursos do usuário desejado são 0^o e 15^o, sendo que este último possui exatamente um símbolo de atraso. Os parâmetros do filtro são d = 4, j = 2, λ = 0,9, com SIR$\rightarrow+\infty$. Neste caso, o coeficiente c_3 deve convergir para o valor 1. Contudo, ele só chega próximo desse valor e, mesmo assim, demora um número considerável de iterações para fazê-lo. Pode-se perceber também uma flutuação notável na sua adaptação. Um indicativo para tal comportamento advém da própria forma de obtenção dos coeficientes **c** e **w**. Note-se que para cada valor de **w**, existe um valor de **c** ótimo e vice-versa. Portanto, estamos lidando com um sistema não linear e, possivelmente, com uma superfície de erro não convexa, mesmo com treinamento.

Talvez se possa conseguir melhores resultados de desempenho se conseguirmos uma adaptação mais estável, sem comprometer por outro lado a capacidade de rastreamento da estrutura.

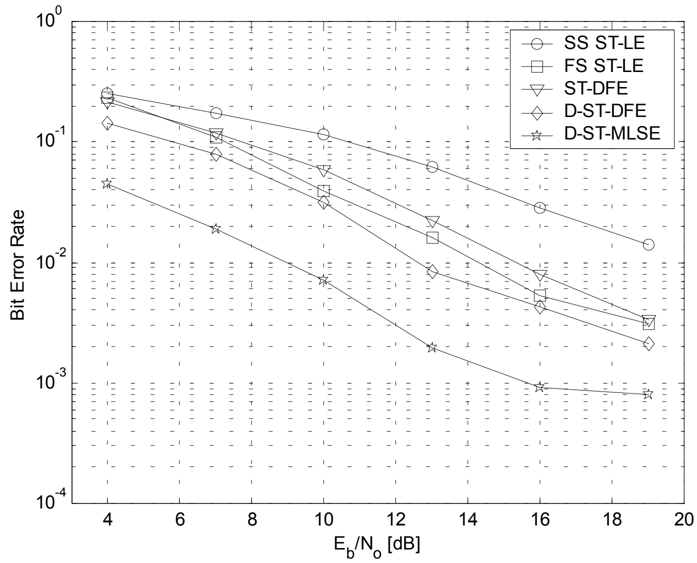


Figura 6.20: Comparação entre o desempenho das estruturas, para um espalhamento angular de 0,25T, velocidade do móvel igual a 50 km/h e SIR$\rightarrow+\infty$

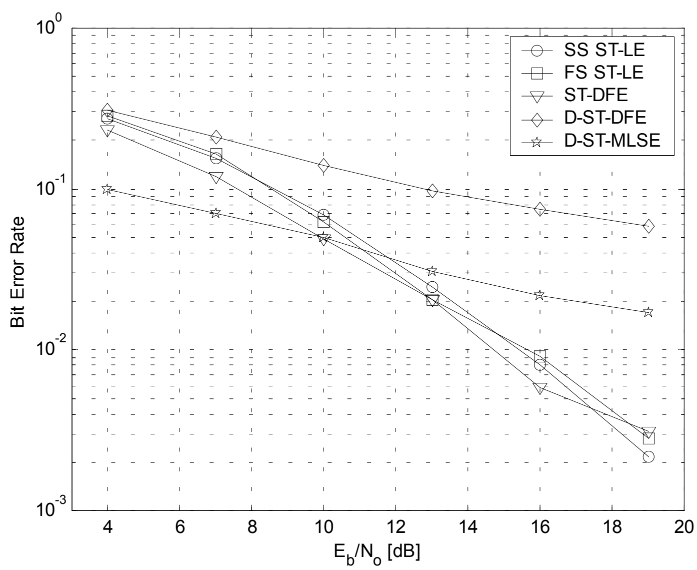


Figura 6.21: Comparação entre o desempenho das estruturas, para um espalhamento angular de T, velocidade do móvel igual a 50 km/h e SIR$\rightarrow+\infty$

6.4.3 Efeito da separação angular entre os multipercursos

No ambiente rádio-móvel, a separação angular entre os multipercursos pode ser pequena, dependendo da disposição dos espalhadores. As figuras 6.22 a 6.26 mostram como as estruturas em estudo se comportam em função da separação angular. Nas simulações realizadas, um percurso chega com 0^o e sem atraso e o outro pode chegar com 15^o, 8^o e 5^o. O atraso relativo do segundo raio é igual a T em todos os casos.

Podemos ver claramente, a partir das simulações, que as estruturas ST-LE perdem desempenho rapidamente com a diminuição da separação angular, especialmente a SS ST-LE. Isto ocorre devido à perda da habilidade de trabalhar com o sinal desejado no domínio do espaço. Essas estruturas não conseguem desassociar os multipercursos, pois não dispõem de definição suficiente de feixe. O fato de um ou mais percursos caírem dentro do feixe de outro percurso é um dos principais problemas, referidos por [Leou *et al.*, 2000], da estrutura AE, mas também o é da estrutura SS ST-LE. Tal efeito pode ser amenizado pelo uso de amostragem fracionária e/ou a adição do DFE, como pode ser visto no caso da ST-DFE, e assim prover um desempenho aceitável.

Já as estruturas desacopladas praticamente não sofrem variações de desempenho, como foi bem destacado no trabalho de [Leou *et al.*, 2000]. Isto está absolutamente dentro do esperado, uma vez que o arranjo de antenas não objetiva processar o multipercursos do usuário desejado.

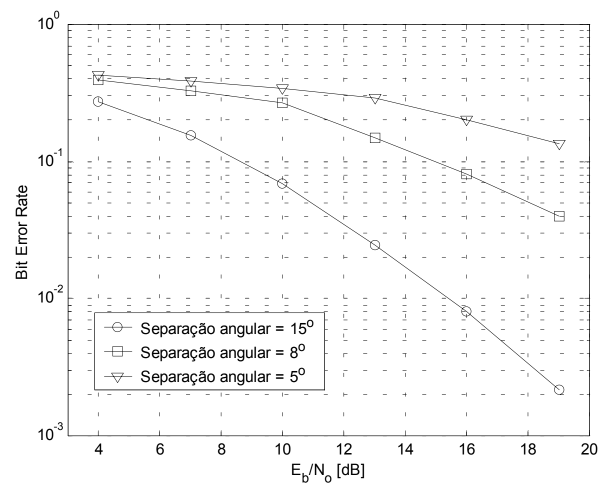


Figura 6.22 Desempenho do SS ST-LE, para atraso relativo do segundo raio de *T,* velocidade do móvel igual a 50 km/h e SIR$\rightarrow +\infty$.

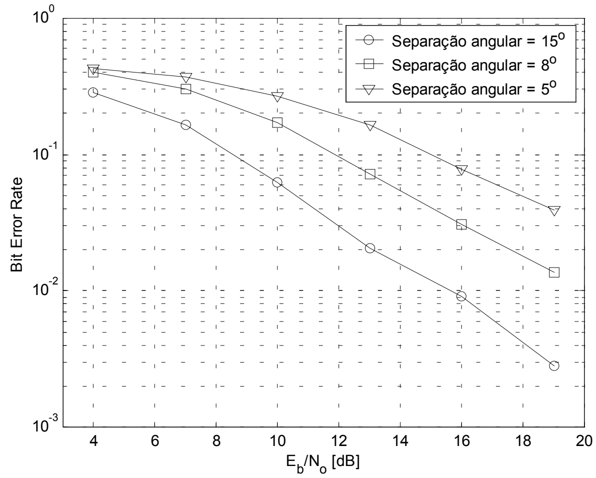


Figura 6.23. Desempenho do FS ST-LE, para atraso relativo do segundo raio de *T*, velocidade do móvel igual a 50 km/h e SIR→+∞.

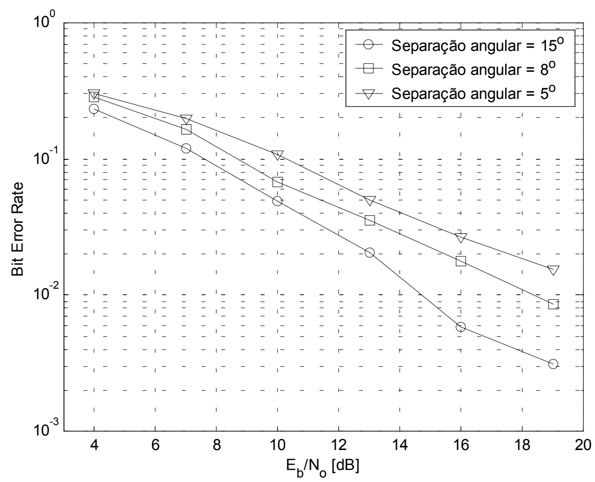


Figura 6.24. Desempenho do ST-DFE, para atraso relativo do segundo raio de *T*, velocidade do móvel igual a 50 km/h e SIR→+∞.

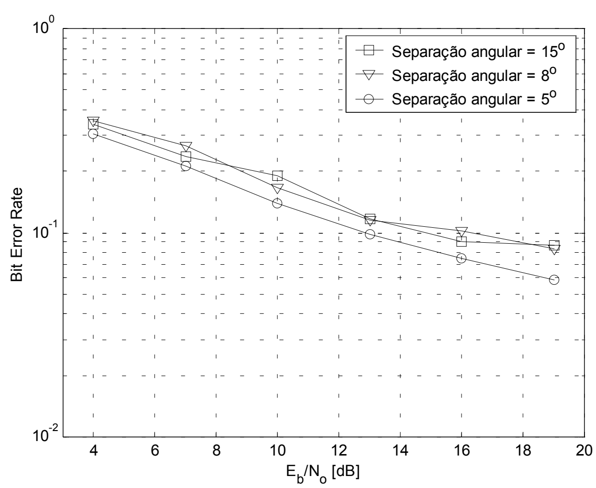


Figura 625. Desempenho do D-ST-DFE, para atraso relativo do segundo raio de *T,* velocidade do móvel igual a 50 km/h e SIR→+∞.

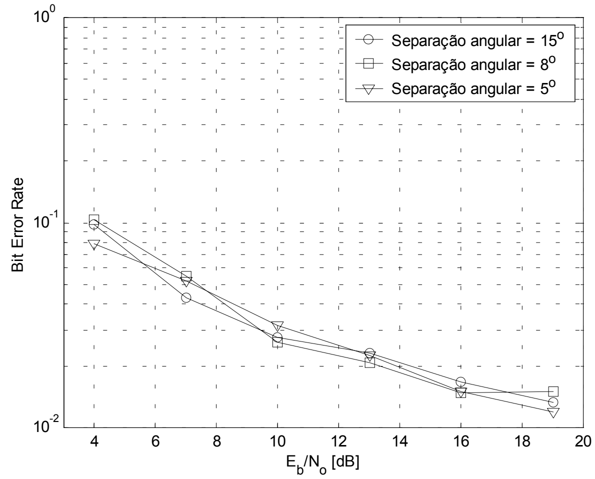


Figura 6.26. Desempenho do D-ST-MLSE, para atraso relativo do segundo raio de *T*, velocidade do móvel igual a 50 km/h e SIR$\rightarrow+\infty$.

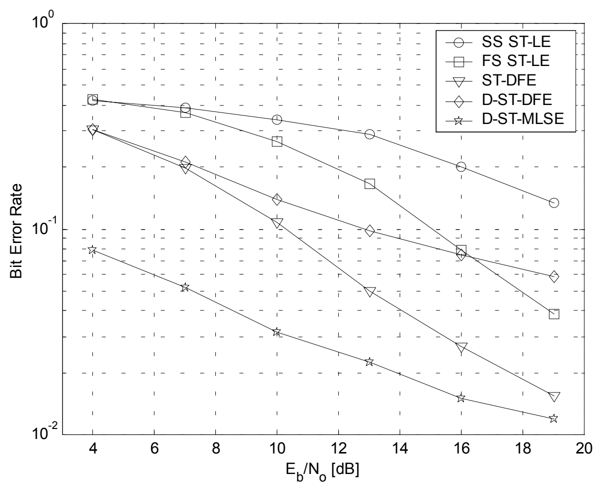


Figura 6.27. Comparação de desempenho entre as estruturas, para separação angular de 5°, para atraso relativo do segundo raio de *T* , velocidade do móvel igual a 50 km/h e SIR$\rightarrow+\infty$.

Pela figura 6.27, pode-se ver que as estruturas ST tendem a melhorar com o aumento da relação sinal-ruído. Contudo, para valores mais baixos, existe uma boa vantagem da D-ST-MLSE.

6.4.4 Desempenho na presença de interferência co-canal

É mostrado nas figuras 6.28 a 6.32 o impacto da interferência co-canal sobre estas estruturas. Sabe-se que um dos aspectos mais importantes na busca de maior capacidade do sistema é a utilização de fatores de reuso pequenos. Em contrapartida, estes menores fatores de reuso resultam em maiores níveis de interferência co-canal. Desse modo, técnicas que consigam reduzir essa interferência a patamares aceitáveis como, por exemplo, antenas adaptativas, são de extrema importância.

As condições adotadas nestas simulações são os seguintes: dois interferentes, cada um com apenas um percurso, sem atrasos, e com DOAs iguais a -45^o e 50^o. Tanto o usuário desejado, como também os interferentes, possuem a velocidade de 50 km/h. A relação sinal-interferente (SIR) foi dada pela razão entre a soma das potências média dos multipercursos e da soma da potência média de todos os multipercursos dos interferentes. Trabalhou-se com três cenários distintos de interferência: SIR$\rightarrow+\infty$, isto é, sem interferência, SIR = 20 dB (valor baixo de interferência) e SIR = 8,3 dB (valor elevado de interferência).

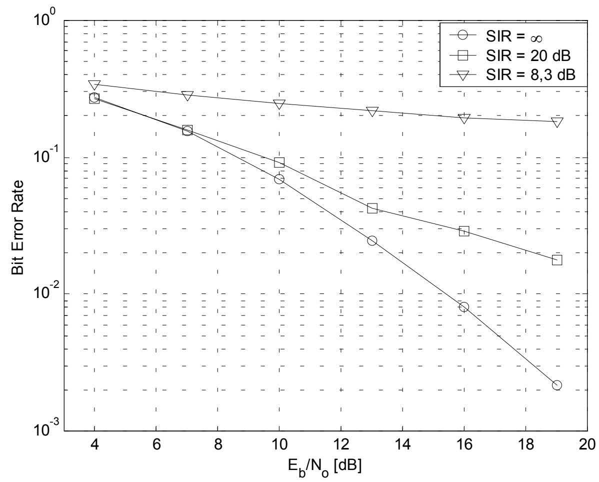


Figura 6.28. Desempenho do SS ST-LE, para atraso relativo do segundo raio de *T* e velocidade dos móveis igual a 50 km/h

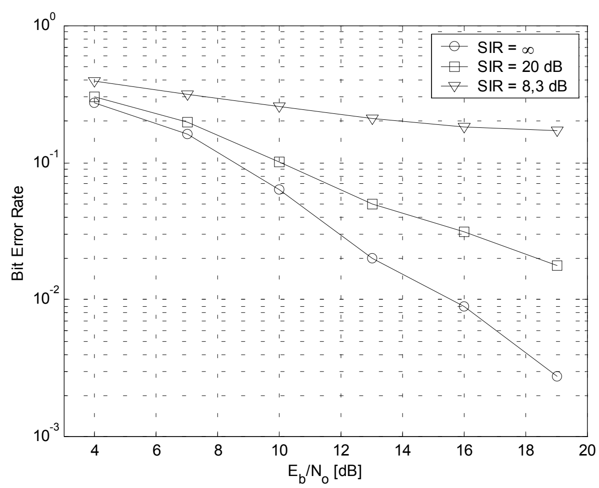


Figura 6.29. Desempenho do FS ST-LE, para atraso relativo do segundo raio de *T* e velocidade dos móveis igual a 50 km/h.

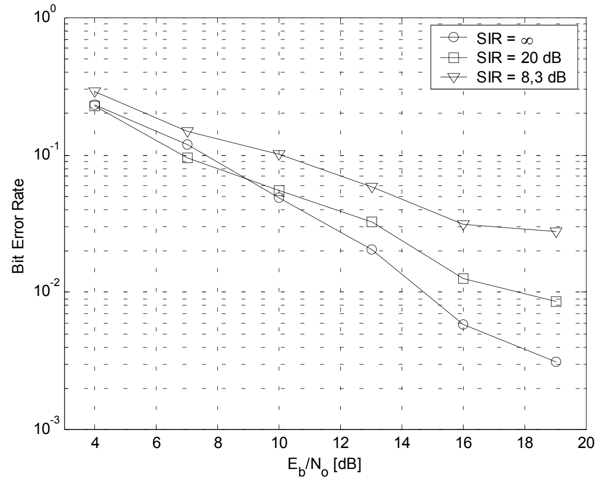


Figura 6.30. Desempenho do ST-DFE, para atraso relativo do segundo raio de *T* e velocidade dos móveis igual a 50 km/h.

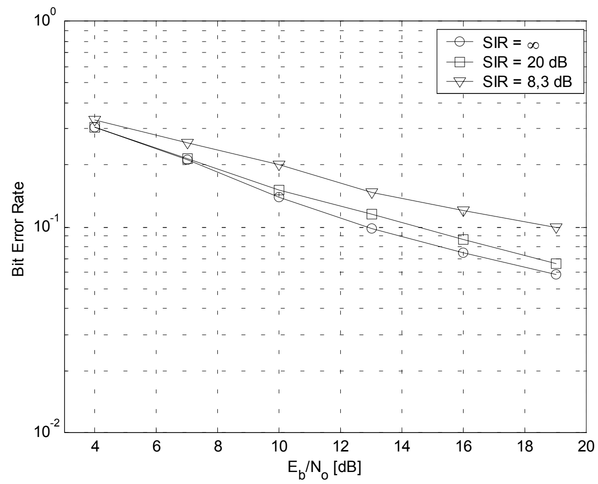


Figura 6.31. Desempenho do D-ST-DFE, para atraso relativo do segundo raio de *T* e velocidade dos móveis igual a 50 km/h.

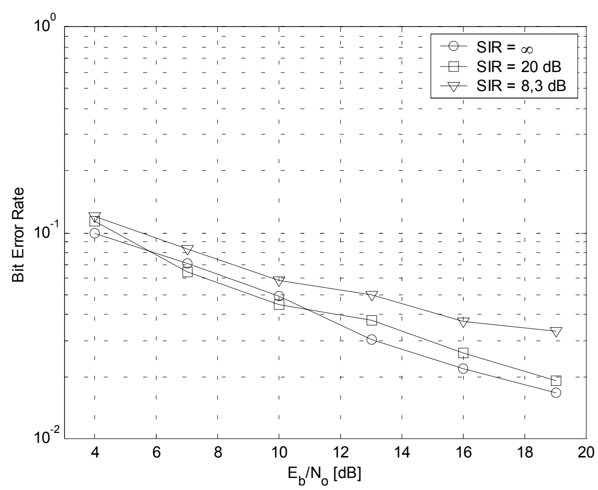


Figura 6.32. Desempenho do D-ST-MLSE, para atraso relativo do segundo raio de *T* e velocidade dos móveis igual a 50 km/h.

Como pode ser visto, as estruturas ST-LE apresentam o mesmo desempenho nos cenários simulados. O impacto da SIR é bem elevado no caso destas estruturas, chegando ao ponto em que o desempenho se torna absolutamente inaceitável para a SIR = 8,3 dB. Tal fato ocorre devido à sobrecarga dos graus de liberdade de cada "coluna" de coeficientes, que podem ser vistas cada uma como um arranjo de antenas, conforme indicado na Figura 6.5. Perceba que são necessários a formação de três nulos espaciais visando a equalização do sinal do usuário desejado e eliminação da CCI. Contudo, cada coluna consegue no máximo dois nulos, implicando em baixo desempenho neste caso.

A ST-DFE não perde tanto desempenho porque o DFE é capaz de prover mais graus de liberdade para o receptor ST, fazendo com que este cancele de forma mais eficiente a CCI.

As estruturas desacopladas também perdem desempenho com o aumento da interferência co-canal, mas não tão fortemente como as estruturas ST-LE e ST-DFE. Isto ocorre basicamente pela forma como é feita a adaptação do arranjo de antenas. O filtro que altera a seqüência de treinamento dá uma flexibilidade grande para o arranjo, visto que este não precisa estabelecer ganhos específicos para os percursos do usuário desejado, como é feito na estrutura convencional. A única obrigação do arranjo é satisfazer a restrição do filtro que altera a seqüência de treinamento, o que não é muito difícil de ser atingido dada a riqueza de multipercursos no canal rádio-móvel.

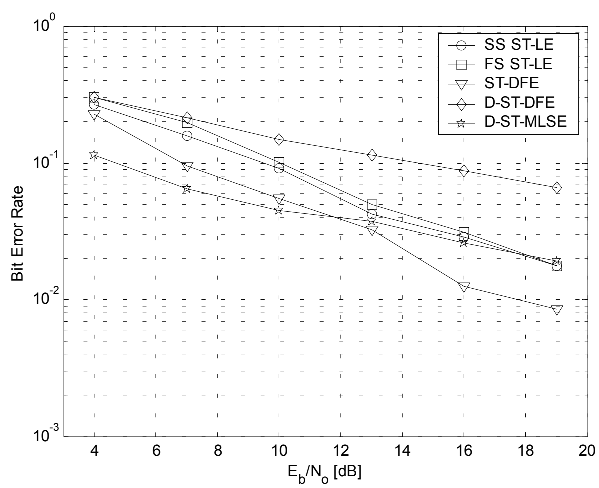


Figura 6.33. Comparação de desempenho entre as estruturas, atraso relativo do segundo raio de T, velocidade dos móveis igual a 50 km/h e SIR = 20 dB

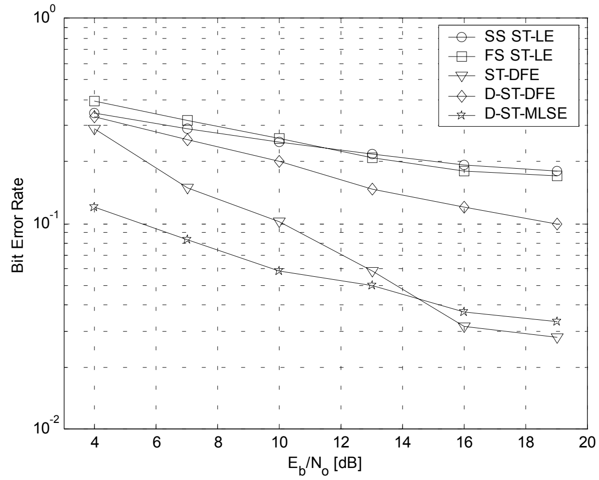


Figura 6.34. Comparação de desempenho entre as estruturas, atraso relativo do segundo raio de *T*, velocidade dos móveis igual a 50 km/h e SIR = 8,3 dB

É importante ressaltar que, apesar da estrutura D-ST-DFE apresentar um desempenho insatisfatório, tal fato decorre não de haver CCI, mas sim do problema anteriormente citado de valores elevados do espalhamento de atraso. Note que a variação do desempenho é razoavelmente pequena. A estrutura D-ST-MLSE, apesar de não ter um desempenho tão bom, também devido ao valor elevado do espalhamento de atraso, não apresenta grandes variações de desempenho em função do aumento da CCI.

6.4.5 Espalhamento angular e efeitos da diversidade

Nesta subseção apresentamos os resultados utilizando diversidade espacial, ou seja, espalhamento angular diferente de zero. As figuras 6.35 a 6.39 mostram o desempenho das estruturas quando o espalhamento angular é de 0^o ou de 30°. Este valor corresponde realisticamente a um pequeno grau de diversidade, correspondente a cerca de 0,9 de correlação espacial entre as antenas, para meio comprimento de onda de espaçamento entre antenas.

A configuração do sistema é a mesma da subseção anterior, à exceção de que a SIR será mantida constante em 20 dB por antena para todos as simulações.

A adição de diversidade espacial faz com que esperemos melhores resultados, uma vez que esta é mais um artifício para combater o desvanecimento. Inesperadamente, as estruturas ST-LE pioraram seu desempenho ao invés de obter uma melhora. Tal comportamento pode ser explicado recorrendo-se novamente ao fato de que os graus de liberdade espaciais da estrutura ST estão saturados, fazendo com que esta não consiga tirar proveito da diversidade espacial. Todavia, para valores mais elevados de espalhamento angular ou/e maiores espaçamentos de antenas, foi constatado em simulações, não apresentadas neste trabalho, que a estrutura convencional consegue tirar algum proveito da diversidade, apesar de ter seus graus de liberdade espaciais sobrecarregados.

Diferentemente, as estruturas ST-DFE e desacopladas conseguem se beneficiar de alguma forma da diversidade espacial, o que provavelmente se deve a sua habilidade de obter mais graus de liberdade espacial para as antenas. As estruturas obtiveram um ganho de alguns dBs, principalmente para relações E_b/N_o mais elevadas, como pode ser visto nas Figuras 6.37 a 6.39.

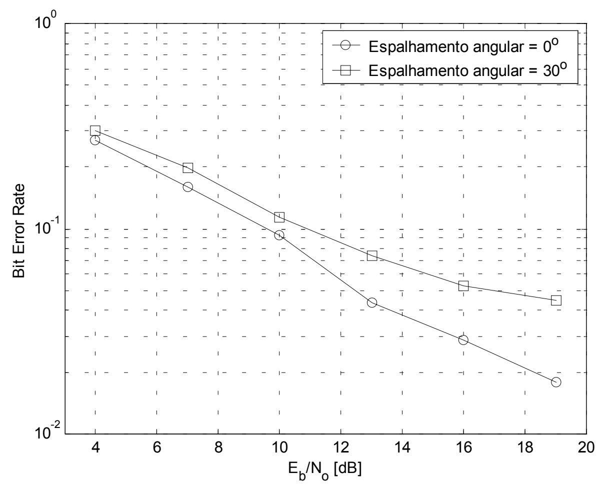


Figura 6.35. Desempenho do SS ST-LE, para atraso relativo do segundo raio de *T,* velocidade dos móveis igual a 50 km/h e SIR = 20 dB.

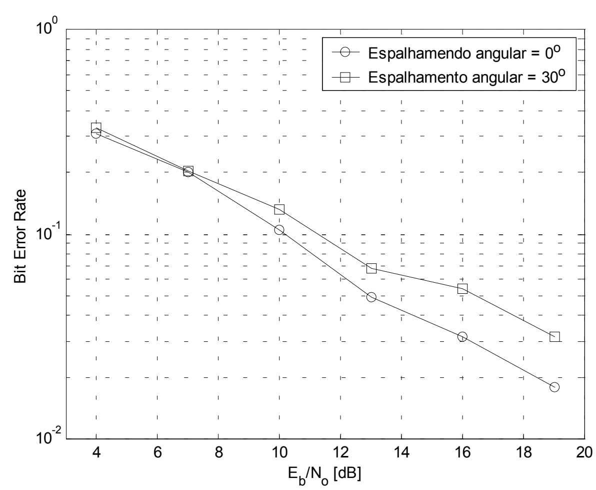


Figura 6.36. Desempenho do FS ST-LE, para atraso relativo do segundo raio de *T,* velocidade dos móveis igual a 50 km/h e SIR = 20 dB.

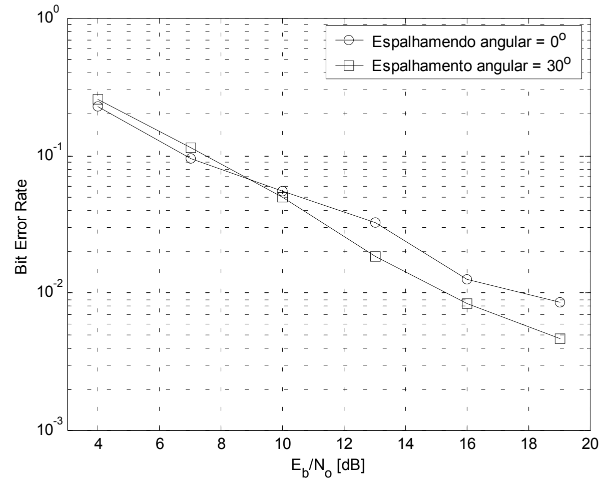


Figura 6.37. Desempenho do ST-DFE, para atraso relativo do segundo raio de *T,* velocidade dos móveis igual a 50 km/h e SIR = 20 dB.

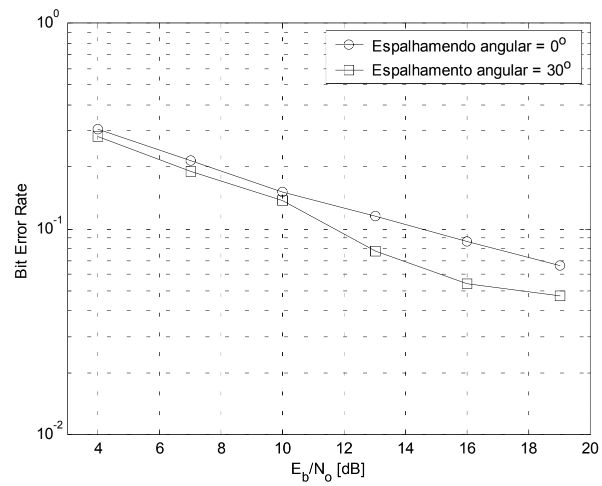


Figura 6.38. Desempenho do D-ST-DFE, para atraso relativo do segundo raio de *T,* velocidade dos móveis igual a 50 km/h e SIR = 20 dB.

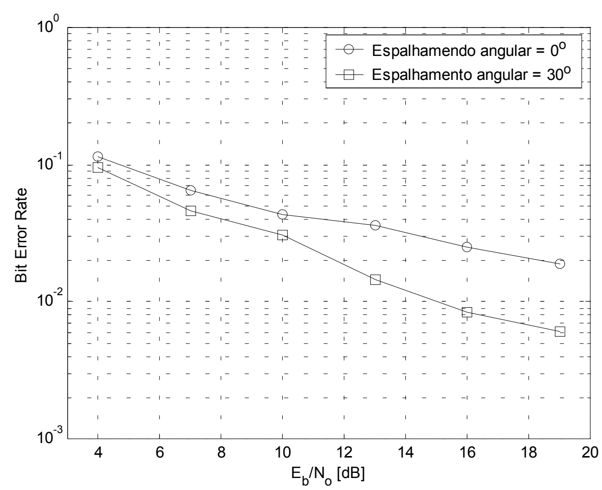


Figura 6.39. Desempenho do D-ST-MLSE, para atraso relativo do segundo raio de *T,* velocidade dos móveis igual a 50 km/h e SIR = 20 dB.

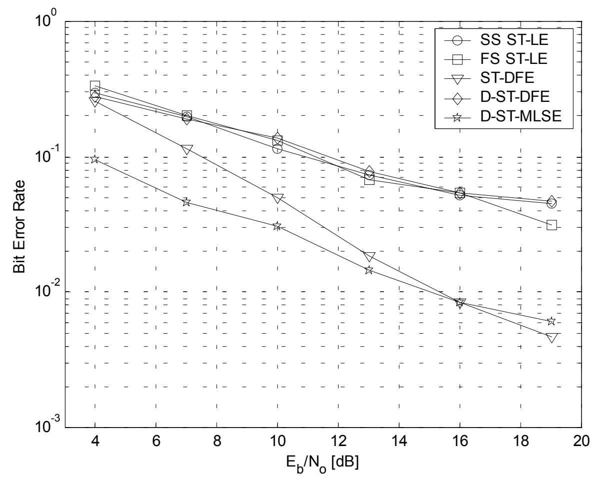


Figura 6.40. Comparação entre os desempenhos das estruturas, para atraso relativo do segundo raio de *T,* velocidade dos móveis igual a 50 km/h e SIR = 20 dB.

6.5 Estruturas Espaço-Temporais em Conjunto com o Decodificador

A partir deste ponto iremos aplicar as técnicas conjuntas de equalização e decodificação utilizadas no capítulo anterior em quatro estruturas: a ST-DFE/DDFSE e a D-ST-DFE/DDFSE.

6.5.1 Parâmetros do sistema simulado

Como as técnicas conjuntas que queremos aplicar são voltadas a estruturas com realimentação do tipo DFE ou DDFSE, iremos utilizar outro sistema, que não o IS-136, com valores de espalhamento de atraso superiores a um período de símbolo. No caso, nos basearemos no modelo de canal do sistema GSM. Alguns modelos de canais possuem espalhamento de atraso superiores a 5 períodos de símbolo. Além do mais, o modelo de canal do sistema GSM é reconhecidamente mais realista que o do IS-136.

Escolhemos dois modelos de canais da norma [GSM 05.05, 1999]. Eles estão representados nas tabelas 6.2 e 6.3, onde estão descritos os atrasos e a potência de cada raio.

Utilizaremos uma taxa de símbolos igual a 270,833 kbauds, a mesma taxa do GSM. A freqüência da portadora é igual a 1900 MHz e utilizaremos uma freqüência Doppler de 40 Hz, o que equivale a cerca de 23 km/h. Adotamos que os sinais são independentes nas antenas, o que supõe um espalhamento angular de 360^{o}, visando evitar a utilização de um ângulo de chegada para cada raio do modelo.

Raio	Atraso Relativos(μs)	Potência Média Relativa (dB)
1	0,0	0,0
2	0,1	-1,5
3	0,3	-4,5
4	0,5	-7,5
5	15,0	-8,0
6	17,2	-17,7

Tabela 6.2. Modelo de propagação *Hilly Terrain* (HT)

Raio	Atraso Relativos(μs)	Potência Média Relativa (dB)
1	0,0	-3,0
2	0,2	0,0
3	0,5	-2,0
4	1,6	-6,0
5	2,3	-8,0
6	5,0	-10,0

Tabela 6.3. Modelo de propagação *Typical Urban* (TU)

A resposta impulsiva, que na seção anterior era de $-2T$ a $2T$, agora é considerada de $-2T$ a $8T$ (X = $2T$ e Y = $8T$), dado que o espalhamento de atraso pode chegar a cerca de 5 períodos de símbolo (vide perfil HT). O cosseno levantado possui $\beta = 0{,}35$.

O pacote escolhido para ser utilizado no sistema possui 265 símbolos, dos quais os 40 primeiros símbolos do pacote de dados são utilizados para treinamento.

Os interferentes, quando existirem, possuem sincronismo de pacote com o usuário desejado.

O sistema TCM adotado nas simulações é composto do codificador, cuja seqüência geradora é [64 74] (em octal) e modulação QPSK $\{\pm 1 \pm 1i\}$. O atraso de decisão D adotado no decodificador é de 12 símbolos. Neste processo, descartamos os últimos 12 símbolos transmitidos, considerados *tail bits*, totalizando 213 símbolos de dados decodificados.

Quanto ao treinamento das estruturas, utilizamos o algoritmo RLS durante a seqüência de treinamento, com fator de esquecimento $\lambda = 0{,}93$, e após chavear para decisão direta, adotou-se o algoritmo NLMS (*Normalized Least Mean Squares*) com fator de passo $\mu = 0{,}1$. A fórmula de adaptação dos coeficientes pelo algoritmo NLMS é mostrada pela equação (6.33).

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\mu}{\delta + \|\mathbf{u}(n)\|^2}\mathbf{u}(n)e^*(n) \tag{6.33}$$

onde δ é uma pequena constante positiva que visa evitar uma divisão por zero.

O emprego do RLS deu-se pelo motivo deste conseguir um menor erro em relação ao NLMS após o termino da seqüência de treinamento, resultando numa menor taxa de erro. Quando operando em decisão direta, basta fazer o rastreamento de um canal que varia lentamente (vide Figura 6.41). Portanto, o NLMS é mais do que suficiente. Talvez o LMS pudesse ser utilizado para o rastreamento, mas uma análise mais criteriosa do passo de adaptação seria necessária.

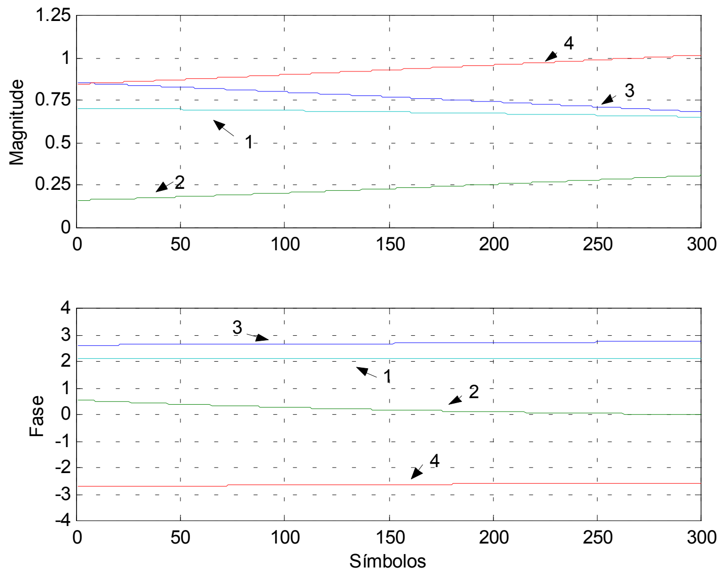


Figura 6.41. Realizações de desvanecimento para uma freqüência Doppler f_D = 40 Hz, e freqüência Doppler normalizada $f_D T$ = 1,48x10^{-4}

A configuração dos parâmetros do canal acarreta num desvanecimento bem lento durante todo o período do pacote, como o mostrado na Figura 6.41. Contudo, ele ainda justifica seu rastreamento.

A adoção de um entrelaçador, que opera somente dentro de cada pacote nesse nosso sistema, tem duas vantagens. A primeira vantagem é a possibilidade de "quebrar" algum surto de erro provocado pelo DFE. A segunda é a possibilidade de branquear o ruído. Esses dois fatores beneficiam o código, que é projetado para tratar erros aleatórios e ruído branco.

Contudo, a técnica que emprega a realimentação do decodificador não permite a adoção de entrelaçamento, uma vez que esse processo introduz um atraso geralmente grande. Assim, nós só iremos utilizar o entrelaçador para a técnica convencional. O entrelaçador para essa técnica foi baseado em uma matriz 15x15, onde os símbolos gerados são escritos nas linhas e transmitidos nas colunas. Na recepção, os símbolos recebidos são escritos nas colunas, e lidos nas linhas.

As quatro estruturas a serem utilizadas nas simulações são as seguintes: ST-DFE, ST-DDFSE, D-ST-DFE e D-ST-DDFSE. Nas estruturas ST-DFE/DDFSE, utilizamos um filtro de 3 coeficientes por antena, e 8 coeficientes no filtro de realimentação. O atraso no treinamento foi de 2 símbolos. Nas estruturas D-ST-DFE/DDFSE, utilizamos 10 coeficientes no filtro que modifica a seqüência de treinamento e $c_2 = 1$ a fim de evitar a solução nula. Os filtro de alimentação e realimentação possuem 2 coeficientes e 8 coeficientes respectivamente. A obtenção dos coeficientes dos filtros do DFE/DDFSE é feita da mesma forma que na seção anterior, utilizando-se os coeficientes do filtro que modifica a seqüência de treinamento. O atraso na solução é $D = 2$. Tanto as estruturas ST-DFE/DDFSE e D-ST-DFE/DDFSE utilizam 2 antenas salvo quando dito algo em contrário.

6.5.2 Desempenho das técnicas convencional e conjunta

Antes de iniciar as simulações com as estruturas espaço-temporais, queremos mostrar as vantagens, em termos de taxa de erro, da nossa nova proposta e da DDFSE. Para tanto, empregamos um DFE/DDFSE temporal (3 coeficiente no filtro de alimentação e 8 coeficientes no filtro de realimentação) e um canal de 3 raios, cujos atrasos relativos e potências relativas são respectivamente iguais a 0, $1{,}5T$ e $6{,}8T$, e 0 dB, –6 dB e –8 dB. O desvanecimento para cada raio possui uma freqüência Doppler de 40Hz.

Este canal tem uma energia considerável na sua resposta pós-cursora, fato que ajuda a realçar a diferença entre o DFE convencional e os DFE/DDFSE em conjunto com o decodificador.

A estrutura do pacote, o processo de adaptação e os parâmetros dos algoritmos são os mesmos citados na seção anterior.

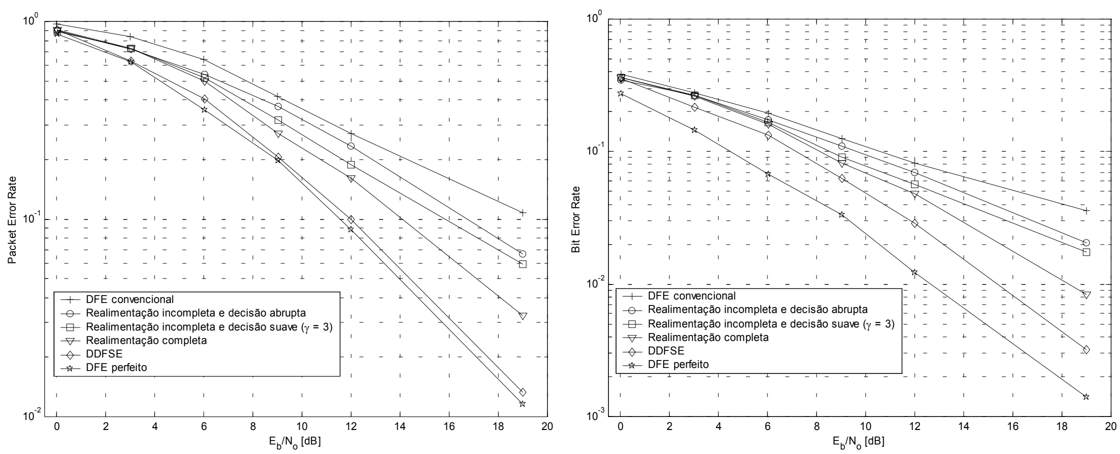
O atraso de realimentação (*TD*) para a estrutura de [Ariyavisatakul e Durant, 1998] é de 3 símbolos, parâmetro este obtido seguindo os seus próprios resultados que recomendam que esse atraso seja igual à memória do codificador. Referimo-nos a essa estrutura como DFE com realimentação (do decodificador) incompleta e decisão abrupta. A referência [Ariyavisatakul e Durant, 1998] ainda propõe a utilização de uma técnica de decisão suave, eq. (6.34), no lugar da decisão abrupta. Essa técnica é uma aproximação do critério MAP (*Maximum A Posteriori*).

$$\hat{a}(n) = \tanh\left(\gamma\ \mathrm{Re}\left\{y(n)\right\}\right) + i\tanh\left(\gamma\ \mathrm{Im}\left\{y(n)\right\}\right) \tag{6.34}$$

Essa técnica também é comparada às demais, e nos referimos a ela como DFE com realimentação (do decodificador) incompleta e decisão suave. Esse fator γ depende das características do canal. Essa dependência diminui a robustez da estrutura, uma vez que não se sabe *a priori* qual é o canal. No canal utilizado, utilizamos um fator γ = 3, encontrado através de simulações.

Nós chamamos a nossa nova proposta de DFE com realimentação (do decodificador) completa. Ainda, chamamos de DFE convencional, a técnica que não emprega realimentação do decodificador, seja na estrutura, seja no algoritmo. No caso do DFE perfeito, todos os símbolos são corretamente alimentados e a estrutura é treinada durante todo o pacote.

Para efeito de comparação, vamos assumir como parâmetro uma taxa de erro de pacote de 10%.



(a) (b)

Figura 6.42. Desempenho para diversas configurações de DFE.
(a) Taxa de erro de pacote, (b) Taxa de erro de bit.

Neste caso, a técnica proposta por [Ariyavisatakul *et al.,* 1998] com decisão abrupta gera um ganho de cerca de 2 dB em relação ao DFE convencional, e permanece a aproximadamente 5 dB do desempenho do DFE perfeito. Com a utilização de decisão suave, o desempenho melhorou de 1 dB.

Já a nossa nova técnica, resulta num ganho de 5 dB em relação ao DFE convencional e de 2 dB em relação à técnica com decisão suave. Em relação ao DFE perfeito, a técnica proposta fica 2 dB aquém.

A técnica do DDFSE é a que possui melhor desempenho, ficando a menos de 0,5dB do DFE perfeito.

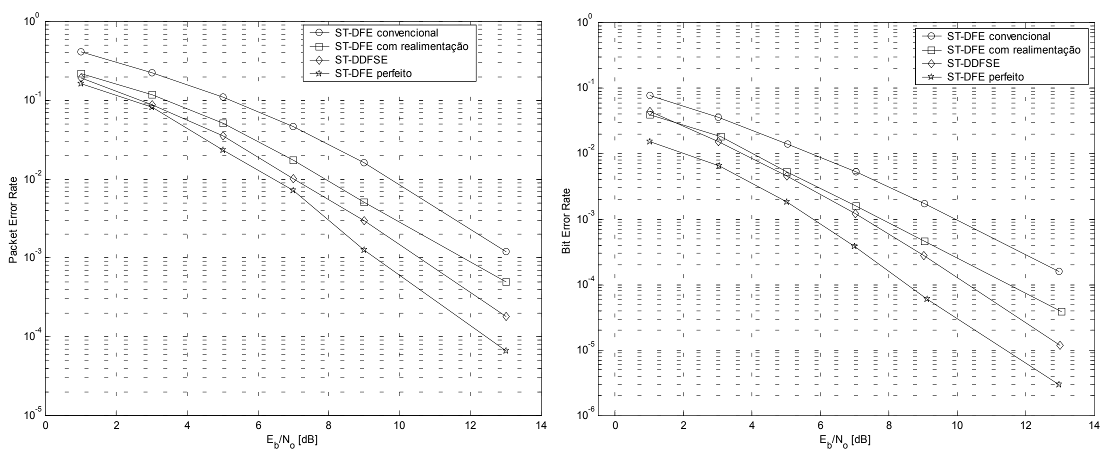
Nas curvas de taxa de erro de bit, o DFE perfeito possui um desempenho superior, em relação às outras estruturas, do que no caso da taxa de erro de pacote. Isto é consistente pois, como nenhum erro é propagado, a tendência é errar menos.

Um fato interessante de ser ressaltado é que, quanto mais energia existir em coeficientes mais atrasados do canal, maior é a confiabilidade dos símbolos utilizados no seu cancelamento, via filtro de realimentação, o que implica em melhor desempenho em relação à estrutura convencional.

Visto que os resultados da nossa proposta superam o da técnica [Ariyavisatakul *et al.*, 1998], adotaremos, nas demais simulações, somente a estrutura com realimentação de código completa, omitindo o termo completa. Tomaremos como parâmetro de desempenho a razão E_b/N_o na qual a estrutura atinge uma taxa de erro de pacote de 1%.

- ST-DFE/DDFSE no canal TU:

A estrutura com realimentação possui um ganho de 2 dB em relação à convencional e se encontra a 1,5 dB da estrutura perfeita. Já a DDFSE tem um ganho de 3 dB em relação à convencional e fica menos de 1 dB aquém da perfeita. O bom desempenho, em termos de taxa de erro, nesse canal decorre da utilização da diversidade temporal pelo receptor espaço-temporal.

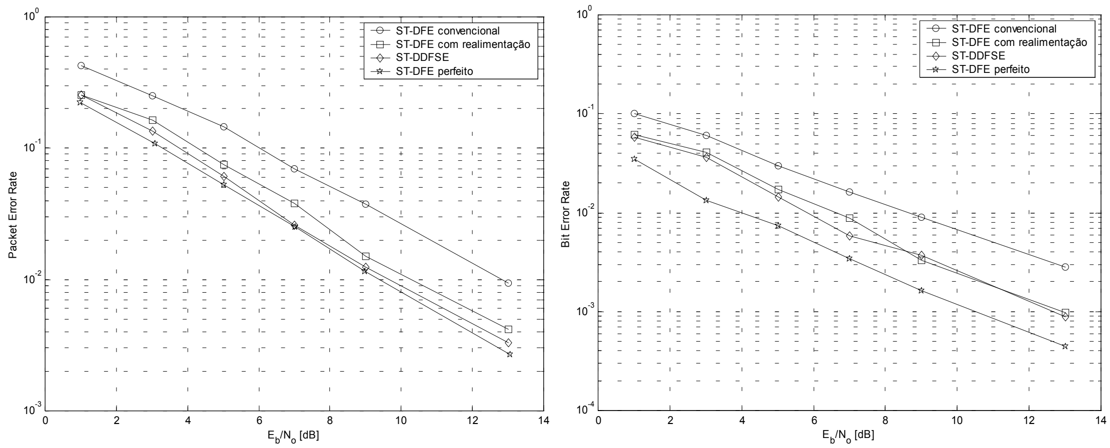


(a) (b)

Figura 6.43. Desempenho das estruturas ST-DFE/DDFSE para o canal TU.
(a) Taxa de erro de pacote, (b) Taxa de erro de bit.

- ST-DFE/DDFSE no canal HT:

A estrutura com realimentação possui desempenho de cerca de 2 dB superior à estrutura convencional e fica a menos de 1 dB do ideal e da DDFSE, que é praticamente igual à perfeita no caso de taxa de erro de pacote.



(a) (b)

Figura 6.44. Desempenho das estruturas ST-DFE/DDFSE para o canal HT.
(a) Taxa de erro de pacote, (b) Taxa de erro de bit.

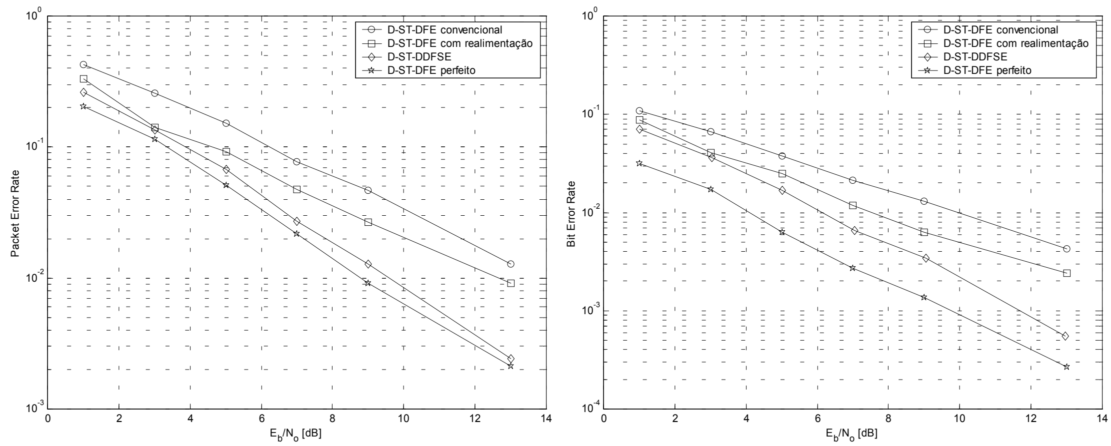
- D-ST-DFE/DDFSE no canal TU:

A estrutura D-ST-DFE com o decodificador apresenta pouco mais de 1,5 dB de vantagem em relação à estrutura convencional. Contudo, ela fica 4 dB aquém da estrutura perfeita. Essa diferença tende a aumentar conforme aumenta a relação E_b/N_o.

Já a D-ST-DDFSE consegue um desempenho muito próximo da técnica perfeita em termos de taxa de erro de pacote, mas fica razoavelmente aquém (2dB) em termos de taxa de erro de bit.

Como a energia do canal TU está concentrada em 0 e *T*, a realimentação do decodificador é pouco efetiva. Além disso, a estrutura D-ST-DFE não tem como aproveitar a diversidade temporal, o que gera mais erros. A estrutura com o DDFSE é consideravelmente melhor que a nossa técnica com realimentação, neste caso.

Outra questão, discutida na subseção 6.4.2, é a existência de um atraso na aquisição dos multipercursos. Essa deficiência reduz o desempenho do equalizador e do decodificador, implicando numa menor eficiência da técnica conjunta.

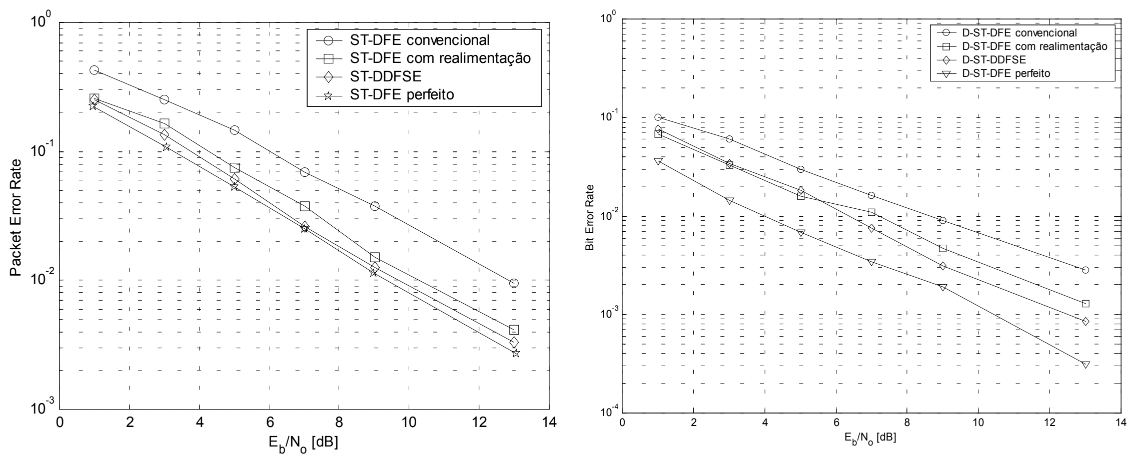


(a) (b)

Figura 6.45. Desempenho das estruturas D-ST-DFE/DDFSE para o canal TU.
(a) Taxa de erro de pacote, (b) Taxa de erro de bit.

- DST-DFE/DDFSE no canal HT:

No canal HT, a estrutura D-ST-DFE com realimentação é 2 dB mais eficiente que a estrutura convencional e fica a 1,5 dB da estrutura perfeita. A D-ST-DDFSE, a partir de E_b/N_o = 6 dB, fica 1 dB melhor que a D-ST-DFE com realimentação.



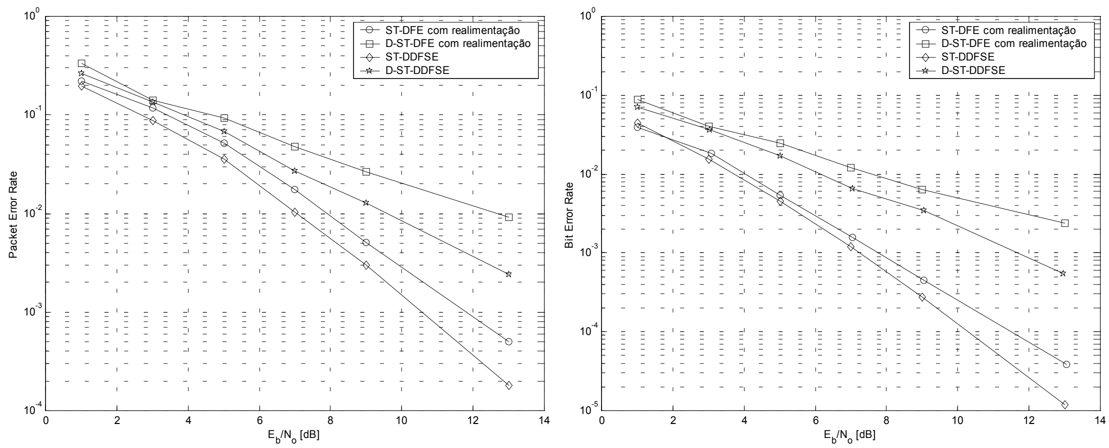
(a) (b)

Figura 6.46. Desempenho da estrutura ST-DFE para o canal HT.
(a) Taxa de erro de pacote, (b) Taxa de erro de bit.

6.5.3 Comparação de desempenho entre as estruturas.

- Canal TU:

Como pode ser visto na Figura 6.47, existe uma grande diferença de desempenho entre a D-ST-DFE/DDFSE e a ST-DFE/DDFSE. Esse fato se deve, com grande probabilidade, ao receptor espaço-temporal da estrutura ST-DFE/DDFSE ser capaz de aproveitar a diversidade temporal do canal, enquanto que a D-ST-DFE é incapaz disto. Tal fato possibilita combater mais eficazmente o desvanecimento e, portanto, melhorar consideravelmente o desempenho.

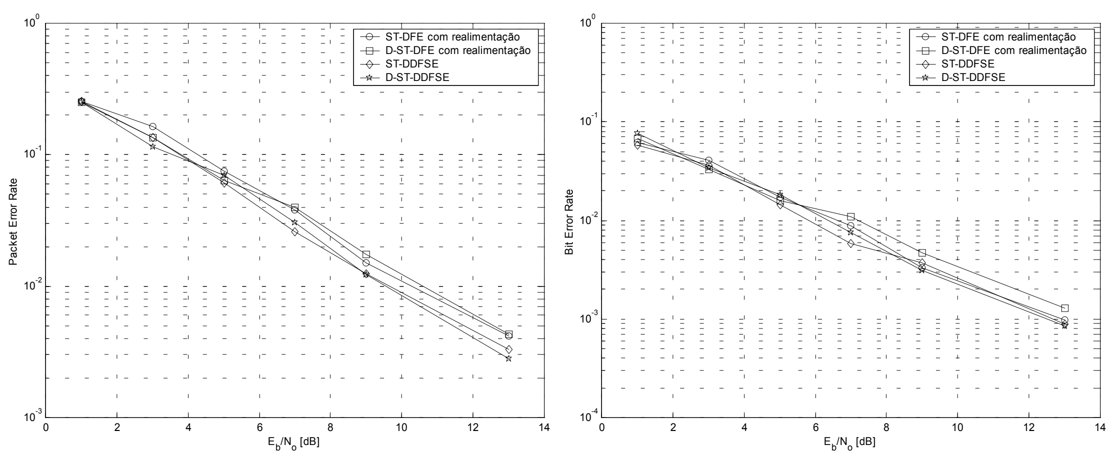


(a) (b)

Figura 6.47. Comparação de desempenho entre as estruturas ST-DFE e D-ST-DFE para o canal TU. (a) Taxa de erro de pacote, (b) Taxa de erro de bit.

Canal HT:

Já no canal HT, a estrutura ST-DFE/DDFSE não consegue utilizar a diversidade temporal pelo fato de não haver um número suficiente de coeficientes no receptor espaço-temporal. Assim, aquela diferença entre a D-ST-DFE/DDFSE e ST-DFE/DDFSE desaparece e os desempenhos são praticamente idênticos, como pode ser visto na Figura 2.10.



(a) (b)

Figura 6.48. Comparação de desempenho entre as estruturas ST-DFE e D-ST-DFE para o canal HT. (a) Taxa de erro de pacote, (b) Taxa de erro de bit.

6.5.4 Desempenho com interferência co-canal

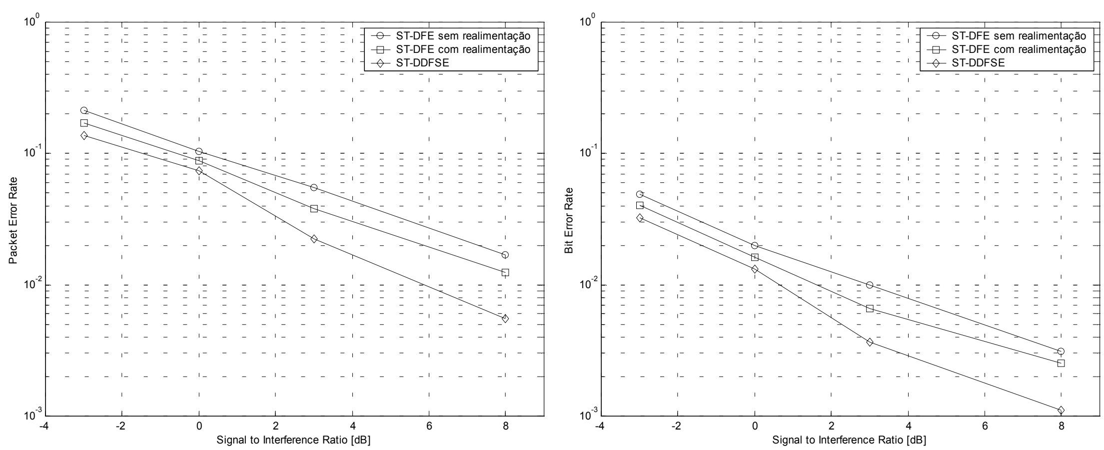
Foram feitas também algumas simulações com interferência co-canal (CCI – em Inglês). Utilizamos dois interferentes com o perfil HT, mesma freqüência Doppler do usuário, e aumentamos o número de antenas de 2 para 3. Fixamos a relação E_b/N_o em 10 dB e variamos a relação potência do sinal *versus* potência do interferente (SIR – em Inglês). Essa relação foi dada pela razão entre a soma das potências média dos multipercursos e da soma da potência média de todos os multipercursos dos interferentes.

O usuário desejado também utiliza o perfil HT. Os resultados, para a estrutura ST-DFE, podem ser vistos na Figura 2.11. Para a estrutura D-ST-DFE, os resultados estão na Figura 2.12.

- ST-DFE/DDFSE:

A diferença de desempenho entre a técnica com e sem realimentação do decodificador é de aproximadamente 1,5 dB, tanto para PER como BER.

Já a estrutura ST-DDFSE consegue um desempenho 2 dB superior à ST-DFE com realimentação, na maior parte dos valores de SIR, tanto para PER como BER.



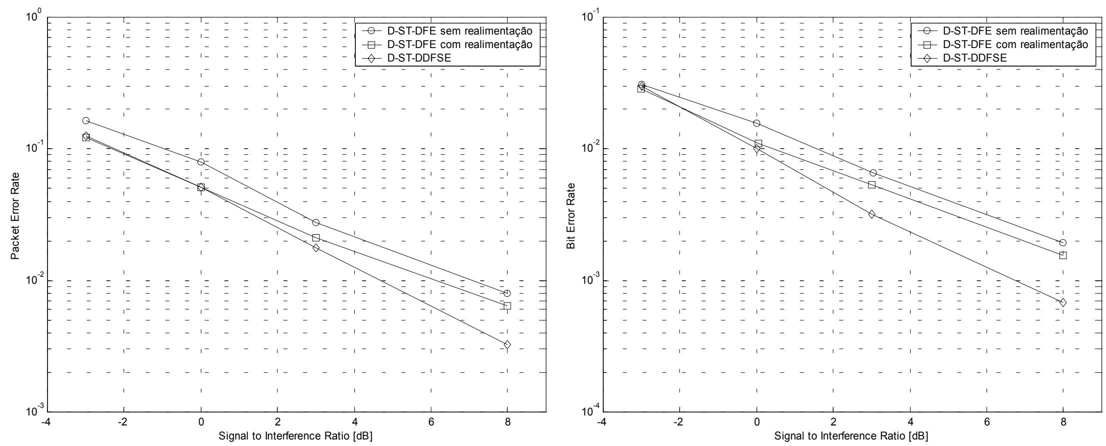
(a) (b)

Figura 6.48. Desempenho das estrutura ST-DFE/DDFSE para o canal HT.
(a) Taxa de erro de pacote, (b) Taxa de erro de bit.

- D-ST-DFE/DDFSE:

Neste caso com interferência, o desempenho da técnica com realimentação do decodificador é 1dB superior, na maioria dos valores de SIR, tanto para PER como BER.

Já a estrutura com o DDFSE vai se distanciando da nossa proposta de estrutura com realimentação. Para um PER de 1%, a diferença é de 1,5 dB.



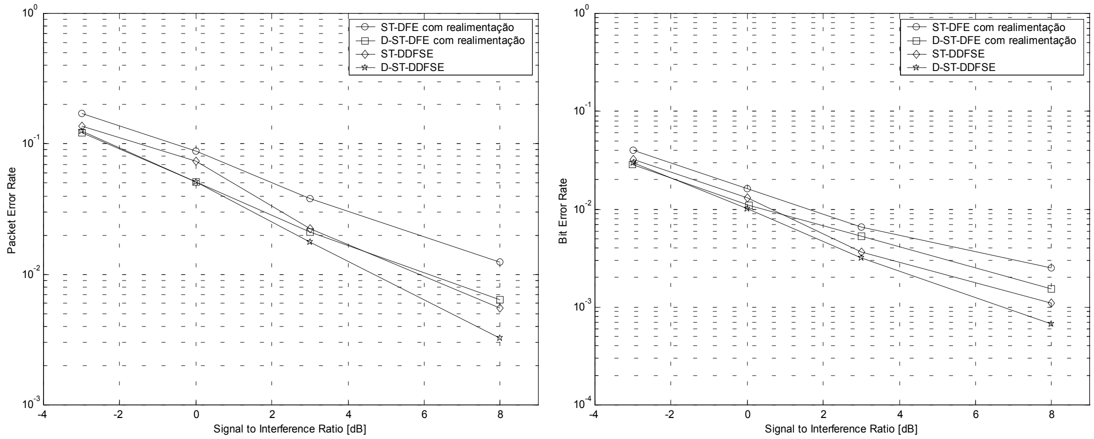
(a) (b)

Figura 6.49. Desempenho das estrutura ST-DFE/DDFSE para o canal HT.
(a) Taxa de erro de pacote, (b) Taxa de erro de bit.

- Comparação de desempenhos

A técnica desacoplada consegue ter, nessa situação com interferência, um desempenho superior ao processamento espaço temporal convencional, graças aos graus extras de liberdade que essa técnica consegue prover. Essa diferença poderia ser maior ainda caso utilizássemos interferentes com desvanecimento plano. No caso aqui simulado, estamos lidando com interferentes seletivos em freqüência e, dessa forma, o receptor espaço-temporal consegue tirar proveito disso, necessitando de menos graus de liberdade para cancelá-los.

A estrutura D-ST-DFE com realimentação é cerca de 2 dB melhor que a estrutura ST-DFE com realimentação e a partir de SIR = 3 dB, ela possui desempenho igual a ST-DDFSE. Já a D-ST-DDFSE é cerca de 1,5 dB melhor que a ST-DDFSE, sendo que essa diferença tende a aumentar para valores mais altos de SIR.



(a) (b)

Figura 2.13. Comparação de desempenho entre as estruturas ST-DFE/DDFSE e D-ST-DFE/DDFSE para o canal HT na presença de interferência co-canal. (a) Taxa de erro de pacote, (b) Taxa de erro de bit.

6.6 Conclusão

Mostrou-se neste capítulo algumas estruturas espaço-temporais que possibilitam mitigar a IIS e a CCI, presentes no ambiente rádio-móvel. Isto é o fator chave na obtenção de um enlace confiável de comunicação, fato fundamental na transmissão de dados e no aumento da capacidade do sistema.

Apresentamos simulações que mostram que o receptor espaço-temporal, ou seja, a estrutura ST-LE consegue aproveitar a energia dispersa no canal e que a técnica de processamento desacoplado consegue gerar mais graus de liberdade para o arranjo de antenas. Foi mostrado também por meio de simulações as sensibilidades de várias estruturas a certos parâmetros do canal rádio-móvel, tal como espalhamento de atraso e angular, separação angular entre os multipercursos e relação sinal-interferente.

Em seguida, escolhemos as estruturas ST-DFE/DDFSE e D-ST-DFE/DDFSE para utilizá-las em conjunto com o decodificador TCM.

Comparando essas técnicas conjuntas com a técnica convencional sem realimentação do decodificador, mostramos que é possível alcançar ganhos significativos. Mostramos que a nossa proposta pode prover um desempenho superior à proposta original de [Ariyavisitakul e Durant, 1998], enquanto que a DDFSE apresenta os resultados que mais se aproximam do DFE perfeito.

No caso do canal TU, a estrutura ST-DFE/DDFSE consegue obter um ganho consideravelmente superior ao D-ST-DFE/DDFSE, pois nesse canal a estrutura ST consegue fazer uso da energia dispersa do canal, combatendo de forma mais eficiente o desvanecimento. Uma estrutura com D-ST-DDFSE, que leve em conta o canal, deve proporcionar melhores resultados para esse tipo de processamento, visto que assim essa estrutura conseguirá ter diversidade temporal.

Já para o canal HT, continua havendo um ganho de desempenho entre as técnicas convencionais e conjuntas de ambas estruturas. Contudo, a diferença de desempenho entre as estruturas conjuntas praticamente desaparece.

Quando utilizamos o canal HT e interferência co-canal, a técnica desacoplada passou a ter um desempenho um pouco superior ao da técnica ST, mesmo na presença de interferência co-canal com desvanecimento seletivo, fato que poderia proporcionar mais graus de liberdade para essa estrutura. Ao se acrescentar a técnica conjunta, novamente conseguimos obter um ganho de desempenho.

Para os canais simulados, os resultados indicam que, geralmente, podemos ganhar em relação à técnica convencional cerca de 2 dB com a técnica conjunta proposta por nós e cerca de 3 dB com a técnica DDFSE. Esses ganhos serão tanto maiores quanto maior for o valor dos coeficientes do filtro de realimentação.

Capítulo 7

Conclusões & Perspectivas

A demanda por sistemas de comunicação com maiores taxas e mais confiáveis tem feito que técnicas sofisticadas de processamento de sinais sejam utilizadas, entre as quais, podemos destacar a utilização de equalização adaptativa e códigos corretores de erro.

Os equalizadores adaptativos são por natureza estruturas que utilizam realimentação, que pode ser no algoritmo ou, também, na própria estrutura de filtragem. Alguns exemplos de algoritmos e estruturas são apresentados no capítulo 2 desta tese. Dada essa natureza recursiva, a utilização de um símbolo errado pode implicar na convergência para mínimos locais indesejados, deterioração do rastreamento do canal e uma eventual propagação de erro, o que, além de reduzir a robustez ao ruído, pode gerar erros em rajada.

Assim, podemos aproveitar as características corretoras de erro dos códigos de canal, apresentados de forma sucinta no capítulo 3, para reduzir o efeito da realimentação de símbolos errados. Existem diversas técnicas que utilizam equalizadores adaptativos e códigos corretores de erro. Algumas técnicas representativas foram apresentadas no capítulo 4 da presente dissertação. Entre essas técnicas, escolhemos duas para avaliar mais detalhadamente o impacto sobre a convergência no modo autodidata e das taxas de erro. Uma das técnicas foi proposta por [Ariyavisitakul e Durant, 1998]. Nela, utiliza-se um sistema com modulação codificada por treliça (TCM) e um equalizador de decisão realimentada (DFE) que recebe símbolos regenerados do decodificador. A partir de algumas características observadas do comportamento do decodificador, propomos uma modificação dessa técnica, a fim de obter maior desempenho. A outra técnica denominada de estimador de seqüência com decisão realimentada atrasada (DDFSE) [Hallen e Heegard, 1989], também utiliza um DFE, só que o vetor de entrada do filtro varia para cada estado do decodificador.

No capítulo 5, avaliamos o impacto na convergência autodidata do filtro linear transversal adaptado pelo algoritmo LMS-DD e auxiliado pelo decodificador TCM. Mostramos que, em alguns casos, é possível desaparecer com o mínimo local indesejado, na região onde a convolução canal-equalizador resulta em olho fechado. Em outros casos, é possível reduzir a profundidade do mesmo. Avaliamos, também, a convergência do DFE/DDFSE em conjunto com o decodificador TCM, onde utilizamos o algoritmo LMS-DD e CMA. Mostramos que, trabalhando numa certa classe de canais que induzem a convergência para um mínimo local indesejado do DFE-DD/CMA quando esses equalizadores são inicializados por zero, é possível obter a convergência para o mínimo global desde que se utilize a realimentação do decodificador.

Já no capítulo 6, apresentamos duas técnicas de processamento espaço-temporal. Uma delas utiliza um filtro linear em cada antena do arranjo, chamado de receptor espaço-temporal. Pode-se, ainda, utilizar filtros não lineares na saída do receptor espaço-temporal, permitindo o aumento da robustez e dos graus de liberdade do receptor. Já a segunda técnica faz o processamento espaço-temporal de forma desacoplada, onde um filtro temporal altera a seqüência de treinamento, fazendo com que o arranjo de antenas cancele somente a interferência co-canal. Assim, é possível gerar mais graus de liberdade para o arranjo, permitindo que um menor número de antenas seja utilizado para se atingir um determinado desempenho. Em seguida, aplicamos as técnicas conjuntas utilizadas no capítulo 5, a fim de avaliar o impacto no desempenho, em termos de taxa de erro de bit e de pacote. Mostramos que é possível atingir um ganho considerável de desempenho com nenhum, ou praticamente nenhum aumento da complexidade computacional.

No cômputo geral, podemos afirmar que as técnicas empregadas neste trabalho, de utilização em conjunto de equalização adaptativa e códigos corretores de erro, traz benefícios mútuos, conseguindo assim, alcançar o objetivo de tornar os sistemas de comunicações mais robustos. É possível dizer que outras técnicas se mostrem tão ou até mais eficazes que a utilizada.

7.1 Perspectivas

Temos como perspectivas para trabalhos futuros a análise da convergência no modo autodidata do DFE, em casos onde este possua filtro de alimentação. Lembramos que uma análise do ponto de vista teórico é de difícil obtenção, dada a presença de funções não lineares e propagação de erro. Também seria interessante a avaliação da convergência em outros equalizadores que não foram abordados neste trabalho, como, por exemplo, o *noise predictive* DFE.

Do ponto de vista da taxa de erro, simulações para outros canais e estruturas seriam bem-vindas.

Apêndice: Artigos Publicados

Segue abaixo a lista de artigos publicados relacionados a este trabalho.

C. M. Panazio, J. M. T. Romano, "On the Convergence of a New Joint DFE & Decoding Procedure for Blind Decision Directed LMS Equalization", *International Communication Symposium* (ICC) 2002, CD-ROM.

C. M. Panazio, F. R. P. Cavalcanti, "Decoupled Space-Time Processing: Performance Evaluation for a TDMA System*", 54th Vehicular Technology Conference – IEEE VTC,* Atlantic City, Fall*,* 2001, CD-ROM, p. 1998-2002.

C. M. Panazio, A. O. Neves, J. M. T. Romano, "On the Aided Convergence of Blind Decision-Feedback Equalizers Using the Least Mean Square Criterion in Decision-Directed Mode and Convolutional Codes"**,** *anais do XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Fortaleza-CE, 2001, CD-ROM

C. M. Panazio, F. R. P. Cavalcanti, "Decoupled Space-Time Processing: Performance Evaluation for TDMA Cellular", *XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações,* Fortaleza, CE, 2001, CD-ROM.

D. Zanatta Filho, C. M. Panazio, F. R. P. Cavalcanti, J. M. T. Romano, "On Downlink Beamforming Techniques for TDMA/FDD System", *XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações,* Fortaleza, CE, 2001, CD-ROM

C. M. Panazio, H. C. Bertan, R. R. F. Attux, "Emprego de Mapas Auto-Organizáveis de Kohonen no Projeto de Decisores em Sistemas de Comunicação Digital", *XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações,* Gramado, RS, 2000, CD-ROM

A. O. Neves, C. M. Panazio, F. R. P. Cavalcanti, "Implementação em DSP e Estudo do Desempenho de um Equalizador de Máxima Verossimilhança para o Sistema Celular D-AMPS TDMA" – *XVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Vila Velha, ES, pp 513-518, 1999, p. 513-518.

Bibliografia

Ariyavisitakul, S. L., Durant, G. M., (1998). “A broadband wireless packet technique based on coding, diversity, and equalization”, *IEEE Communications Magazine*, julho.

Austin, M., (1967). “Decision feedback equalization for digital communication over dispersive channels”, *MIT Research Laboratory of Electronics Technical Report* 461, agosto.

Batista, C. L., (1995). “Receptores de seqüência máxima verossimilhança aplicados em telecomunicações moveis digitais”, *Tese de Mestrado, UNICAMP.*

Berrou C., Glavieux, A., e Thitimajshima, P., (1993). “Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes”, *Proceedings of IEEE International Conference on Communication,* Genebra, Suíça, pp 1064-1070.

Cain, J. B., Clark, G. C., e Geist, J.M., (1979). "Punctured convolutional codes of rate (n-1)/n and simplified maximum likelihood decoding*", IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-25, pp. 97-100, janeiro.

Cardieri, P., (1994). “Equalização com decisão realimentada em comunicações moveis”, *Tese de Mestrado, UNICAMP*.

Casas, R. A., Johnson Jr., C. R., Kennedy R. A., Ding Z., Malamut R., (1998). “Blind adaptive decision feedback equalization: a class of channels resulting in ill-convergence from a zero initialization”, *International Journal of Adaptive Control Signal Processing*, vol. 12, 173-193, 1998.

Casas, R. A., Johnson Jr., C. R., H., Jeff, Caffee, S., (1999). "On initialization strategies for blind adaptive DFEs", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference* (WCNC), vol.2, pp. 792 –796.

Cavalcanti, F. R. P., (1999). "Antenas inteligentes e processamento espaço-temporal para sistemas de comunicação sem-fio", *Tese de Doutorado, UNICAMP*.

Cavalcanti, F. R. P., Romano, J. M. T., (2000). "Abordagens para a modelagem do canal espaço-temporal com vistas a aplicações de antenas adaptativas", *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, v.15, n.2, p.93-101.

Cover, T. M., Thomas Joy A. (1991). "Elements of information theory", *Wiley-Interscience*, 1ª edição.

Elias P. (1955). "Coding for noisy channels", *IRE Conv. Rec.*, 4ª Parte, pp. 37-47.

Eyuboglu, M., (1988). "Detection of coded modulation signals on linear severely distorted channels using decision-feedback noise prediction with interleaving", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 36, no. 4, pp. 401-409, abril.

Eyuboglu, M. V., Qureshi, S. U. H., (1989). "Reduced-state sequence estimation for coded modulation on intersymbol interference channels", *IEEE Journal of Selected Areas on Communications*, vol. 7, pp. 989–995, agosto

Forney Jr., G. D. (1972). "Maximum likelihood sequence estimator of digital Sequences in the presence of intersymbol interference", *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-18, pp. 363-378, maio.

Georgoulakis, K., Theodoridis, S., (1999). “Channel equalization for coded signals in hostile environments”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.: 47 Issue: 6, pp 1783 –1787, junho

Godard, D. N. (1980). “Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems”, *IEEE Transaction on Communications*, COM-28, pp. 1867-1875, novembro.

GSM 05.05 (1999), “Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio transmission and reception – 3GPP TS 05.05”, *version 8.7.1*

Hallen, A. D., Heegard C. (1989). “Delayed decision-feedback sequence estimation”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-37, pp. 428–436, maio.

Haykin, S., (1996). “Adaptive Filter Theory”, *Prentice-Hall*, 3ª edição.

Holdsworth, K.O., Taylor, D.P., Pullman, R.T. (2001) “On combined equalization and decoding of multilevel coded modulation”, *IEEE Transactions on Communications,* junho.

Jakes, W. C., (1974) “Microwave mobile communications”, *Wiley-Interscience*.

Jamal, K., Brismark, G., e Gudmundson, B., (1997). “Adaptive MLSE performance on the D-AMPS 1900 channel”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 46, no. 3, August 1997.

Kennedy R., Anderson B., Bitmead R., (1993), “Blind adaptation of decision feedback equalizers: gross convergence properties”, *International Journal of Adaptive Control Signal and Processing*, vol. 7, 497-523.

Kubo, H., Murakami, K., Fujino, T, (1995) "Adaptive maximum likelihood sequence estimation by means of combined equalization and decoding in fading environments", *IEEE Journal on Selected Areas on Communications,* Vol. 13, Issue 1, pp 102-109, janeiro

Langlais, C., Hélard, M., (2000). "Turbo equalization over slowly fading frequency selective channels", *European Conference on Wirelesss Technology*, Paris, pp 301-304.

Lee, E. A., Messerschimitt, D. G. (1994). "Digital Communications", *Kluwer*, 2ª edição.

Leou, M. L., Yeh, C.-C., e Li H. J., (2000) "A novel hybrid of adaptive array and equalizer for mobile communications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 1, janeiro.

Li., Y. G., Winters, J. H., e Sollenberger N. R., (1999) "Spatial-temporal equalization for IS-136 TDMA systems with rapid dispersive fading and co-channel interference", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 4, julho.

Liang, J. W., (1998) "Interference reduction and equalization with space-time processing in TDMA cellular networks", *Tese de Doutorado, Stanford*, julho.

Lucky, R. (1965). "Automatic equalization for digital communication*", Bell System Technical Journal*, Vol. 44, pp. 547-588, abril.

Macchi, O., Eweda, E., (1984) "Convergence analysis of self-adaptive equalizers", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. IT-30, No. 2, março.

Magee Jr., F. R., e Proakis, J. G., (1973). "Adaptive maximum-likelihood estimation for digital signaling in the presence of intersymbol interference", *IEEE Transactions on Information Theory*, pp. 120-124; janeiro.

Marcos, S., Cherif, S., Jaidane, M., (1995). "Blind cancellation of intersymbol interference in decision feedback equalizers," International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP.

Mason, S., Zimmermann, H., (1960). "Electronic circuits, signals, and systems", *Wiley*, New York, 1960.

Mazo J. E. (1980). "Analysis of decision-directed equalizer convergence*", Bell System Technical Journal*, pp. 1857-1876.

Mengali, U., Sandri, A., e Spalvieri A. (1990). "Phase ambiguity resolution in trellis-coded modulations", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 38, no. 12, dezembro.

Molnar, K. J., e Bottomley, G. E., (1998). "Adaptive array processing MLSE receivers for TDMA digital cellular/PCS communications", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, outubro.

Morton, J. M. (1998). " Adaptive equalization for indoor wireless channel", *Tese de Mestrado*, *Virginia Tech University*, agosto.

Palazzo Jr., R., (1998) "Transmissão digital: fundamentos e aplicações", Material do curso de Transmissão de Dados, FEEC, Unicamp

Pipon, F., Chevalier, P., Vila, P., Monot, J. J., (1997) "Joint spatial and temporal equalization for channels with ISI and CCI – theoretical and experimental results for a base station reception", *SPAWC*, 1997

Proakis, J. G., (1995). "Digital Communications", *McGraw-Hill*, 3ª edição.

Raheli, R., Polydoros, A., e Tzou, C. K. (1991). "The principle of per-survivor processing: a general approach to approximate and adaptive MLSE", *Proceedings of GLOBECOM'91*, pp. 33.31-33.3.6, Dezembro.

Roumy, A., Fijalkow, I., Pirez, Didier, (1999). "Joint equalization and decoding: why choose the iterative solution?", *IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference, - Fall*., vol. 5 , pp 2989 -2993

Sato, Y., (1975). "A method of self-recovering equalization for multi-level amplitude modulation", *IEEE Transactions on Communications,* Vol. 23, pp. 679-682.

Shannon, C. E., (1948), "A mathematical theory of communication*", Bell Systems Technical Journal, Vol. 27,* pp. 379-423, 623-656.

TIA/EIA-136-280-B, TIA/EIA Standard, TDMA Third Generation Wireless Base Stations Minimum Performance, março, 2000, pp –31

Ungerboeck, G. (1982). "Channel coding with multilevel/phase signals*", IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-28, pp. 55-67, janeiro.

Vanstone, S. A., e Oorschot P. C. van, (1992). "An introduction to error correcting codes with applications", *Kluwer*, 1ª edição.

Vargas, J. E. B., Yacoub, M. D. , Parrella, W. J., (1996) "Desempenho do modem π/4-DQPSK no canal de rádio móvel com perfis típicos de multipercurso e modelo de k-raios", *Anais do 13º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBT*).

Viterbi, A. J. (1967). "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm", *IEEE Transactions on Information Theory* IT-13 pp. 260-269, abril.

Vitetta, G.M., Taylor, D.P., (1995). “Maximum likelihood decoding of uncoded and coded PSK signal sequences transmitted over Rayleigh flat-fading channels”, *IEEE Transactions on Communications* Vol. 43, Issue 11, novembro.

Wozencraft, J. M. e Reiffen, B. (1961). “Sequential decoding”*, MIT Press, Cambridge, Massachussets*.

Zhou, K., Proakis J. G., Ling F., (1990). “Decision-feedback equalization of time-dispersive channels with coded modulation”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-38, pp.18-24, janeiro.